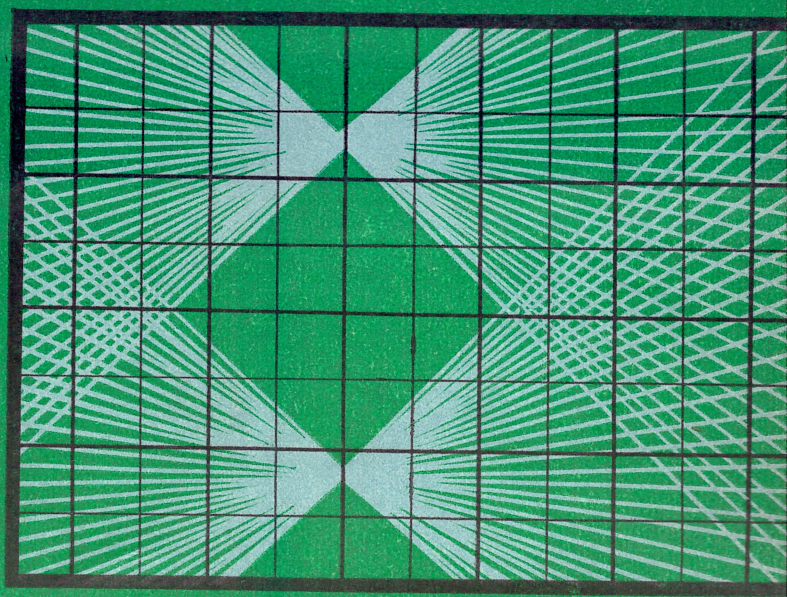
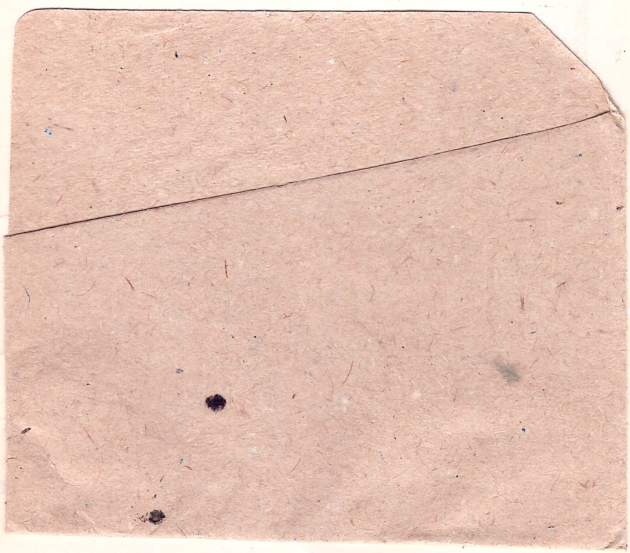
621.391
Т17

Ю. А. ТАММ

АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА ПД





621.391
Т17

Ю. А. Тамм

АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА ПД

070382

621.391

-203

ПЕРЕВІРЕНО

К

МОСКВА «СВЯЗЬ» 1978

32.882
Т17
УДК 621.394:621.391.83.088

Тамм Ю. А.

Т17 Адаптивная коррекция сигнала ПД. — М.: Связь, 1978. — 144 с., ил.

1 р. 40 к.

Рассматриваются вопросы, связанные с оценкой межсимвольных искажений при передаче данных применительно к адаптивной коррекции сигнала. Анализируется работа основных узлов адаптивного корректора сигнала (АКС). Приводятся расчеты наиболее важных параметров АКС и его элементов.

Книга рассчитана на научных работников и специалистов, занимающихся разработкой аппаратуры ПД.

ББК 32.882

Т $\frac{30602—009}{045(01)—78}$ 53—78

6Ф1.1

ИБ № 55

Юрий Александрович Тамм

АДАПТИВНАЯ КОРРЕКЦИЯ СИГНАЛА ПД

Редактор Н. Я. Липкина

Обложка художника Э. М. Гофмана

Художественный редактор А. И. Моисеев

Технический редактор Е. Р. Черепова

Корректор Л. И. Чекрыжова

Сдано в набор 24/III 1977 г. Подп. в печ. 19/IX 1977 г.
Т-12973 Формат 60×90¹/₁₆ Бумага тип. № 2 Гарнитура литерат., печать высокая 9,0 усл.-печ. л. 9,94 уч.-изд. л. Тираж 2900 экз.
Изд. № 17300 Зак. № 58 Цена 1 руб. 40 коп.
Издательство «Связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Связь», 1978 г.

ПРИНЯТЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ

E — величина E-критерия;

D — величина D-критерия;

a_s — отклик РЕЭ в точке, отстоящей на s тактовых интервалов от ООЗ (общее обозначение);

b_s — отклик РЕЭ в точке, отстоящей на s тактовых интервалов от ООЗ на выходе $КУ$;

t — текущее время;

T_0 — единичный (тактовый) интервал;

F — частота (общее обозначение);

F_0 — частота несущего колебания;

$f = F - F_0$ — приведенная частота;

$B_л = 1/T_0$ — скорость модуляции;

$F_с = B_л/2$; $f_с = B_л/2$ — частота среза;

$\dot{S}(F)$; $\dot{S}(f)$ — спектр сигнала (общее выражение);

$S(F)$; $S(f)$ — спектр амплитуд;

$S_0(F)$; $S_0(f)$ — спектр исходного сигнала;

$S_р(F)$; $S_р(f)$ — синфазная составляющая спектра сигнала;

$S_q(F)$; $S_q(f)$ — квадратурная составляющая спектра сигнала;

$\tau(F)$; $\tau(f)$ — частотная характеристика ГВЗ;

$\varphi(F)$; $\varphi(f)$ — спектр фаз, фазо-частотная характеристика (ФЧХ);

$b(F)$; $b(f)$ — отклонение АЧХ от постоянного значения;

$\dot{K}(F)$; $\dot{K}(f)$ — коэффициент передачи (общее обозначение);

$\dot{K}_и(F)$; $\dot{K}_и(f)$ — коэффициент передачи искажающего звена (канала);

$\dot{K}_к(F)$; $\dot{K}_к(f)$ — коэффициент передачи корректора;

$\dot{C}(F)$; $\dot{C}(f)$ — преобразованный спектр (общее обозначение);

$C(F)$; $C(f)$ — преобразованный спектр амплитуд;

$\psi(F)$; $\psi(f)$ — преобразованный спектр фаз, преобразованная ФЧХ;

$B(F)$; $B(f)$ — преобразованное отклонение АЧХ от постоянного значения;

$\mathscr{K}(F)$; $\mathscr{K}(f)$ — преобразованный коэффициент передачи;

$U_с$ — действующее значение сигнала;

$U_п$ — действующее значение помехи;

ζ — аддитивная помеха;

$\sigma^2_ф$ — дисперсия флуктуационной помехи;

$\sigma^2_м$ — дисперсия помехи за счет межсимвольных искажений;

$P_{ош}$ — вероятность ошибки (общее обозначение);

$P^{(ф+МСИ)}_{ош}$ — вероятность ошибки при приеме сигнала за счет совместного воздействия флуктуационной помехи и МСИ;

$T_и$ — период усреднения (см. § 3.7);

$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z}^{\infty} e^{-x^2/2}\, dx$ — интеграл вероятности;

АКС — адаптивный корректор сигнала;
АУ — анализирующее устройство АКС;
АЧХ — амплитудно-частотная характеристика;
РЕЭ — реакция частотного тракта на единичный элемент;
КУ — корректирующее устройство АКС;
МСИ — межсимвольные искажения;
ООЗ — основное отсчетное значение;
Пер — передатчик;
Пр — приемник;
СХ — спектральная характеристика;
УВТК — устройство выделения тактового колебания;
УВКК — устройство выделения когерентного колебания;
УУ — устройство управления АКС;
ФАПЧ — фазовая автоподстройка частоты;
ФЧХ — фазо-частотная характеристика;
ЧХ — частотная характеристика

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая читателю книга освещает ряд вопросов, относящихся к проблеме построения адаптивных корректоров сигнала. Анализ проводится в основном применительно к передаче данных по каналам ТЧ, однако многие результаты исследования имеют общий характер и применимы для решения более широкого круга задач. Написание книги вызвано широким интересом, проявляемым в последнее время к передаче данных с высокой удельной скоростью, при которой проблема борьбы с межсимвольными искажениями особенно актуальна и наиболее ярко проявляются преимущества именно адаптивных способов коррекции. Исследование основано на опыте по разработке различного класса аппаратуры передачи данных, находящейся в настоящее время на стадии проектирования и заводского изготовления.

Автор выражает признательность коллективу лаборатории устройств преобразования сигналов передачи данных Центрального научно-исследовательского института связи за деловое обсуждение различных аспектов проблемы и полемику по многим спорным вопросам, без чего данная книга не могла бы появиться.

Ряд ценных замечаний сделан Б. И. Круком, который принял участие в создании книги, написав §§ 4.2, 4.3, 4.4. Автор благодарит рецензента доцента Г. А. Емельянова за всесторонний критический анализ, сделанный им при чтении рукописи.

Работа не претендует на всеобъемлющий охват чрезвычайно сложной и еще далеко не полностью исследованной проблемы. Автор настоящей книги будет считать свою задачу выполненной, если проведенное исследование поможет читателю, занимающемуся разработкой, эксплуатацией или изучением аппаратуры передачи данных, разобраться в сложных вопросах борьбы с межсимвольными искажениями и ускорит решение стоящих перед ним вопросов.

Все замечания по книге просьба направлять в издательство «Связь» по адресу: 101000, Москва, Чистопрудный бульвар, 2.

ВВЕДЕНИЕ

Основное внимание при передаче данных, как и при организации любого вида электросвязи уделяется борьбе с различного рода мешающими факторами, обусловленными особенностями используемого канала связи. Успех разработки предопределяется тем, насколько сведено к минимуму влияние этих факторов на верность передаваемой информации. При этом разработчиком должен быть выбран разумный компромисс между сложностью оборудования, предназначенного для уменьшения влияния того или иного вида помех, и степенью их подавления.

Построение идеального приемника, не чувствительного к любому виду внешних воздействий (при конечном, отличном от нуля, значении пропускной способности), является неразрешимой задачей. Например, из-за чрезвычайно высокой энтропии флуктуационной помехи бороться с ней можно лишь до некоторых пределов, определяемых потенциальной помехоустойчивостью данного вида сигнала. Влияние же таких помех, как импульсные, селективные и кратковременные перерывы, может быть полностью исключено. Практически полностью могут быть устранены и межсимвольные искажения, исследование эффективных способов борьбы с которыми составляет предмет настоящей работы.

Межсимвольные искажения МСИ (иначе линейные или частотные) обусловлены тем, что в определенных условиях единичные элементы сигнала, растягиваясь во времени, перекрываются с соседними аналогичными элементами и оказывают взаимное мешающее воздействие при определении их информационных значений в процессе приема. Принято считать, что МСИ вызываются неидеальностью конфигурации частотных характеристик (ЧХ) тракта передачи (амплитудно-частотной АЧХ[1]) и фазо-частотной — ФЧХ). Это, безусловно, основная причина. Однако появление МСИ даже при идеальной ЧХ может быть вызвано и иными факторами, например особенностями работы приемника. Поэтому задачу борьбы с МСИ следует рассматривать как комплексную, т. е. такой, при которой учитываются особенности функционирования всех элементов, входящих в тракт передачи сигнала.

---

[1]) Здесь и ниже под АЧХ будем подразумевать нормированную частотную характеристику остаточного затухания канала (четырехполюсника) ввиду распространения именно такого употребления термина.

Для минимизации искажения сигнала за счет взаимных влияний между символами используются корректоры межсимвольных искажений, называемые подчас просто корректорами. Если следовать классификации, приведенной в [2], то все виды корректоров можно разделить на три большие группы: индивидуальные, стандартные и переменные. Первые два типа используются в том случае, когда ЧХ корректируемого звена (канала) постоянна или принимает одну из заранее известных форм, общее количество которых ограничено [4, 9, 33, 38]. Если же конфигурация ЧХ априорно неизвестна и меняется от канала к каналу в широких пределах, то получить достаточно высокую степень коррекции можно только при использовании переменных корректоров, которые в отличие от индивидуальных и стандартных требуют настройки, что, собственно, и обусловливает их бóльшие возможности.

В зависимости от выполняемых функций переменные корректоры делятся на корректоры канала и корректоры сигнала [2, 4]. Задачей корректора канала является приведение характеристик частотного тракта к каноническому виду — равномерная АЧХ и линейная ФЧХ безотносительно к виду проходящего сигнала [3, 5, 22, 33]. Такой корректор целесообразно включать в оборудование, принадлежащее администрации связи, и предоставлять абоненту уже откорректированный канал вне зависимости от того, какой сигнал он использует. Однако в настоящее время подобные устройства в составе оборудования многоканальной связи отсутствуют, и потребитель вынужден устанавливать их у себя. В этом случае основное достоинство корректора канала — универсальность — становится его недостатком. Действительно, абонента интересует не возможность качественной передачи сигнала вообще, а вполне определенного сигнала — того, который вырабатывает передатчик его модема. Для выполнения этой задачи объем корректирующего оборудования, рассчитанного на универсальность, получается неоправданно большим. Упростить его можно только при конкретизации функции корректора, перейдя от корректора канала к корректору сигнала [7, 8, 29, 46, 77].

Корректор сигнала представляет собой переменный корректор, настройка которого осуществляется по командам приемника модема или аналогичного ему специального устройства применительно к реальным условиям прохождения определенного вида сигнала. Подобная конкретизация выполняемой задачи наряду с упрощением аппаратуры позволяет получить очень высокое качество коррекции. При этом ЧХ тракта передачи совершенно не обязательно должна иметь в итоге процесса коррекции каноническую форму, характеризуемую линейностью амплитудной и фазовой составляющих [52].

Корректоры сигнала делятся на предварительно настраиваемые и настраиваемые в процессе работы. Последние, исследованию которых посвящена настоящая работа, получили названия адаптивных. Адаптивные корректоры сигнала (АКС) представляют собой автоматизированные переменные корректоры,

обеспечивающие минимизацию МСИ в процессе передачи рабочего сигнала и управляемые по командам, формируемым приемником модема [2, 6, 13, 29, 45, 46, 66, 70, 73, 74].

Высокая точность коррекции, малое время вхождения в связь, отсутствие необходимости формирования специальных сигналов о начале и конце настройки, полное исключение участия обслуживающего персонала в процессе коррекции и многие другие достоинства предопределили широкое применение подобных устройств в аппаратуре передачи данных, особенно при высоких скоростях передачи, где преимущества адаптивных систем проявляются наиболее полно.

Ниже будут изложены различные аспекты проблемы борьбы с МСИ путем использования адаптивных методов, а также приведены характерные примеры отдельных видов АКС. Описанию предпошлем некоторые сведения из общей теории, которые позволят оценить отрицательный эффект, обусловленный взаимным перекрытием передаваемых символов, и будут полезны при анализе методов устранения влияния этого мешающего фактора на верность передаваемых сообщений.

1 ГЛАВА

Оценка межсимвольных искажений

1.1. РЕАКЦИЯ ЧАСТОТНОГО ТРАКТА НА ЕДИНИЧНЫЙ ЭЛЕМЕНТ И МСИ

Любой приемник дискретных сигналов содержит устройство, которое в определенный момент оценивает, какому участку пространства сигнала принадлежит анализируемый параметр. Этой операцией осуществляется расшифровка значения принятого информационного символа. Анализ может проводиться как методом непосредственной оценки сигнала в определенный момент времени (метод пробы), так и после интегрирования во времени информационного парамера (метод накопления). Вообще существует большое количество различных способов анализа сигнала, но все они представляют собой модификации двух основных упомянутых методов. В дальнейшем будем предполагать применение метода пробы, так как при надлежащей входной фильтрации сигнала параметры приемника, в котором используется этот метод, приближаются к оптимальным.[1)]

Рассмотрим простейший случай приема методом пробы двоичного видеосигнала. На рис. 1.1*а* сплошной линией изображен

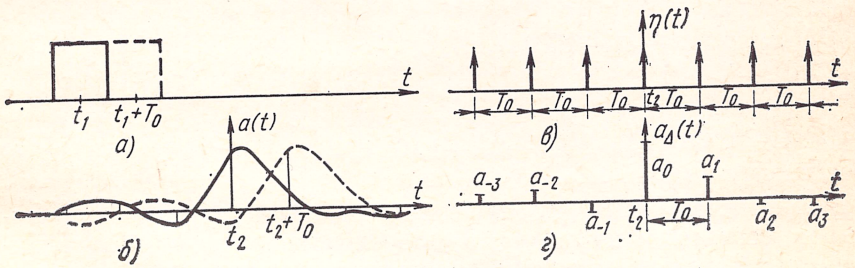


Рис. 1.1. Временные диаграммы, поясняющие прием методом «пробы» в условиях межсимвольных искажений

единичный элемент положительной полярности, формируемый передатчиком модема. При прохождении через частотно ограниченное звено (канал) конфигурация единичного элемента изменяется

[1)] В случае применения согласованного фильтра оптимальная весовая функция при интегрировании вырождается в функцию Дирака, что делает метод накопления полностью эквивалентным методу пробы [47].

(сплошная линия на рис. 1.1*б*). Огибающая сглаживается и сигнал растягивается во времени, превращаясь в реакцию на единичный элемент (РЕЭ) $a(t)$. Растягивание во времени и предопределяет отрицательный эффект, именуемый межсимвольными искажениями (МСИ), так как между данным единичным элементом и смежными могут появиться взаимные влияния (на рис. 1.1*а* и *б* пунктиром показан соседний единичный элемент, имеющий также положительный знак).

В соответствии с принятым принципом отсчета (метод пробы) анализ сигнала осуществляется в моменты времени, отстоящие друг от друга на период T_0, который определяется скоростью передачи (рис. 1.1*в*). Значения единичного элемента между моментами отсчета никакой роли при анализе не играют, поэтому во многих случаях удобнее пользоваться гребенчатой функцией $a_\Delta(t)$ (гребенчатая реакция на единичный элемент):

$$a_\Delta(t) = a(t) * \eta(t). \tag{1.1}$$

Здесь знак * означает операцию свертки; $\eta(t) = \sum_{k \to -\infty}^{\infty} \delta(t - t_2 - kT_0)$, где $k = \ldots -2, -1, 0, +1, +2, \ldots$, а $\delta(t)$ — функция Дирака. Из (1.1) следует, что

$$a_\Delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \sum_{k \to -\infty}^{\infty} \delta(t - t_2 - kT_0)\, dt =$$

$$= \sum_{k \to -\infty}^{\infty} a(t_2 + kT_0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_2 - kT_0)\, dt =$$

$$= \sum_{k \to -\infty}^{\infty} a_k \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - t_2 - kT_0)\, dt,$$

где $a_k = a(t_2 + kT_0)$, а $k = \ldots -2, -1, 0, 1, 2, \ldots$. Вид функции $a_\Delta(t)$ представлен на рис. 1.1*г*.

Нетрудно заметить, что a_0 является полезным сигналом, а ансамбль, состоящий из a_k $(k \neq 0)$, обусловливает мешающее влияние. Действительно, в случае передачи информационной последовательности при анализе j-го единичного элемента имеет место суперпозиция значения a_{0_j}, соответствующего по знаку передаваемому в данный момент символу, и откликов a_k, вызванных влиянием смежных единичных элементов. Знаки откликов в общем случае произвольны, но жестко связаны с РЕЭ частотного тракта и видом передаваемой информации. Если для всех k (кроме $k = 0$) $a_k = 0$, то отсчетные значения единичных элементов взаимно независимы и МСИ отсутствует. О таком сигнале говорят, что он удовлетворяет условию селективности.

1.2. КОЛИЧЕСТВЕННАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МСИ

Существует много видов параметров, характеризующих степень МСИ. Исторически первым таким параметром [76] является D-критерий, представляющий собой отношение, числитель которого есть сумма абсолютных значений элементов, определяющих отрицательный эффект, а знаменатель — значение неискаженного сигнала:

$$D = \frac{\sum\limits_{\substack{k \to -\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |a_k|}{a_0}.$$

К сожалению, при столь простом и физически ясном определении D-критерий недостаточно полно характеризует величину МСИ с точки зрения влияния их на степень снижения помехоустойчивости.

В качестве примера на рис. 1.2*а* и *б* приведены два вида РЕЭ, соответствующие одним и тем же значениям D. На рис. 1.2 *в* и *г* в едином масштабе показаны величины основных отсчетных значений a_0 и кривые интегральной плотности распределения $\mathscr{L}(x)$ помехи, обусловленной МСИ. Ошибка в оценке знака символа произойдет, очевидно, в том случае, если значение помехи зайдет за разграничительную линию пространства сигнала MN.

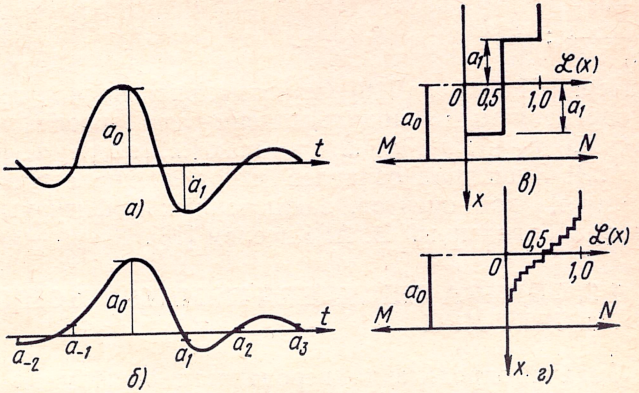


Рис. 1.2. Примеры реакции на единичный элемент при равном значении D-критерия (*а* и *б*) и соответствующие им интегральные кривые распределения вероятностей МСИ (*в* и *г*)

При наличии какой-либо внешней помехи, например флуктуационной, более помехоустойчивым окажется сигнал по диаграмме рис. 1.2*б*, так как здесь наиболее вероятное значение сигнала сосредоточено в области, прилежащей к величине a_0, в то время как в случае рис. 1.2*а* оно с очень высокой вероятностью (0,5) принимает относительно малое значение $a_0 - a_1$.

От указанного недостатка в значительной степени свободен другой параметр, получивший наименование E-критерия. Он

представляет собой отношение геометрической суммы мешающих значений a_k к основному отсчетному значению a_0:

$$E = \frac{\sqrt{\sum\limits_{\substack{k \to -\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} a_k^2}}{a_0}. \qquad (1.2)$$

Используя значение E как оценку МСИ для случаев, изображенных на рис. 1.2, можно заметить, что величина E более правильно характеризует степень воздействия МСИ на помехоустойчивость, так как в варианте 1.2*б* E существенно меньше, чем в варианте 1.2*а*. Одним из важнейших свойств E-критерия является возможность использования его значения в простых выражениях, определяющих вероятность ошибки при совместном воздействии МСИ и флуктуационной помехи, что позволяет путем несложных вычислений произвести оценку снижения помехоустойчивости за счет МСИ. Поэтому в дальнейших расчетах значение E выбрано как основной параметр, характеризующий величину МСИ.

Известны также и другие зависимости, используемые для оценки МСИ, например:

— R-критерий, смысл которого ясен из формулы

$$R = \frac{\sum\limits_{k \to -\infty}^{\infty} |a_k|}{a_0};$$

— критерий Чебышева [19] (максимальная по модулю погрешность), определяемый модуль-максимумом последовательности $\ldots a_{-2}, a_{-1}, a_0{-}1, a_1, a_2, \ldots$, $\varepsilon = \max\{\ldots, |a_{-2}|, |a_{-1}|, |a_0{-}1|, |a_1|, |a_2|, \ldots\}$. Знак max означает, что значение ε соответствует наибольшему из компонентов, заключенных в фигурные скобки;

— критерий, введенный В. А. Киселем [18].

1.3. ОЦЕНКА СНИЖЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЗА СЧЕТ МСИ

Задача определения вероятности ошибки в условиях воздействия помехи и при наличии МСИ решалась многими авторами [31, 32, 34, 39], однако проводимые формулы, как правило, весьма громоздки и применимы лишь для расчетов на ЭВМ, что затрудняет их оперативное использование. Попытаемся вывести более простую формулу, несколько поступясь точностью, но сделав ее удобной для инженерных расчетов.

В инженерной практике оценка помехоустойчивости различных методов передачи цифровых сигналов производится, как правило, применительно к случаю воздействия флуктуационной помехи. Такая помеха количественно оценивается единственным параметром-дисперсией σ_Φ^2, что очень удобно при проведении сравнительной оценки. Задаваясь какой-либо фиксированной вероят-

ностью ошибки, например $P_{ош}=10^{-4}$, говорят, что помехоустойчивость для такого-то метода составляет столько-то децибел. Цифра в децибелах соответствует отношению сигнал/помеха $(U_c/\sigma_ф)$ на входе приемника, при котором имеет место указанная вероятность ошибки.

«Механизм» появления ошибки в простейшем случае передачи двухпозиционного сигнала иллюстрируется диаграммой рис. 1.3. Здесь для наглядности в едином масштабе изображены возможные значения сигнала $U_c = \pm a_0$ и интегральная кривая распределения плотности вероятностей помехи $\mathcal{L}_{\sigma ф}(x)$. Если передается положительное значение сигнала $U_c = +a_0$, то, как следует из рис. 1.3, ошибка произойдет при пересечении суперпозиции «сигнал+помеха» разграничительной линии пространства сигнала MN. Это соответствует попаданию значения помехи в заштрихованную область. Аналогичное построение можно провести и для $U_c = -a_0$.

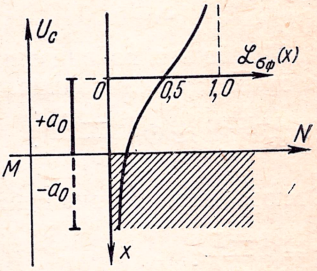


Рис. 1.3. Диаграмма, поясняющая механизм влияния флуктуационной помехи при передаче двухпозиционного сигнала

Вероятность ошибки в рассмотренном случае будет иметь канонический вид

$$P_{ош}^{(ф)} = \mathcal{L}_{\sigma_ф}(a_0) = \Phi\left(\frac{a_0}{\sigma'_ф}\right),$$

где

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty e^{-\frac{1}{2}x^2} dx,$$

а $\sigma'_ф$ — абсолютное значение помехи.

При наличии МСИ было бы весьма удобно свести определение вероятности ошибки к отысканию некоего параметра η, имеющего смысл соотношения сигнал/помеха и являющегося функцией сигнала, флуктуационной помехи и коэффициента, характеризующего степень МСИ. Тогда вычисление вероятности ошибки при совместном воздействии флуктуационной помехи и МСИ $P_{ош}^{(ф+МСИ)}$ превратилось бы в обычную операцию отыскания интеграла вероятности $P_{ош}^{(ф+МСИ)} = \Phi(\eta)$.

Попытаемся определить η для некоторых характерных случаев. Пусть РЕЭ сигнала имеет вид, изображенный на рис. 1.2*а*. Учитывая ступенчатый характер интегральной кривой плотности распределения вероятности МСИ (рис. 1.2*в*), имеем

$$P_{ош}^{(ф+МСИ)} = \frac{1}{2}\Phi\left(\frac{a_0+a_1}{\sigma'_ф}\right) + \frac{1}{2}\Phi\left(\frac{a_0-a_1}{\sigma'_ф}\right)$$

или, переходя к нормированным значениям с учетом того, что здесь $a_1 = E$,

$$P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})} = \frac{1}{2}\Phi\left(\frac{1-E}{\sigma_\Phi}\right) + \frac{1}{2}\Phi\left(\frac{1-E}{\sigma_\Phi}\right), \tag{1.3}$$

где $\sigma_\Phi = \dfrac{\sigma'_\Phi}{a_0}$.

Принимая во внимание большую крутизну кривой нормального закона, можно записать

$$2P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})} \approx \Phi\left(\frac{1-E}{\sigma_\Phi}\right).$$

Отсюда находим значение искомого коэффициента

$$\eta = \frac{1-E}{\sigma_\Phi}.$$

Рассмотрим более общий случай, например соответствующий гребенчатой РЕЭ по рис. 1.4. По аналогии с предыдущим имеем

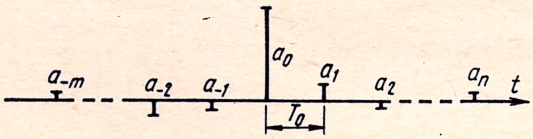


Рис. 1.4. Пример гребенчатой реакции на единичный элемент

$$P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})} = \frac{1}{2^{n+m}}\Bigg[\underbrace{\Phi\left(\frac{a_0+a_{-m}+\ldots+a_n}{\sigma'_\Phi}\right) + \Phi\left(\frac{a_0-a_{-m}+a_{m-1}\ldots+a_n}{\sigma'_\Phi}\right)+\ldots}_{2^{n+m}}\ldots$$

$$\ldots + \Phi\left(\frac{a_0-a_{-m}-\ldots-a_n}{\sigma'_\Phi}\right)\Bigg]. \tag{1.4}$$

Как видно из формулы, простой записи обобщенного аргумента η получить не удается и нахождение вероятности ошибки сопряжено со значительным объемом вычислений.

Выражение для $P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})}$ можно существенно упростить, если предположить, что количество откликов достаточно велико, а их значения малы и близки по величине. Тогда в соответствии с центральной предельной теоремой Ляпунова [30] распределение помехи за счет МСИ можно аппроксимировать нормальным законом с дисперсией E^2 [27]. Суперпозиция двух случайных величин (флуктуационной помехи и МСИ), распределенных по нор-

мальному закону, также подчиняется нормальному закону, а дисперсия равна сумме дисперсий исходных процессов, поэтому

$$P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})} = \Phi\left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\sigma'_{\text{ф}}}{a_0}\right)^2 + E^2}}\right] = \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma_{\text{ф}}^2 + E^2}}\right). \qquad (1.5)$$

Здесь искомый параметр имеет вид

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{\sigma_{\text{ф}}^2 + E^2}}.$$

Можно показать (см. приложение), что при значениях $E < 0{,}6$—$0{,}7$, случаи, характеризуемые ф-лами (1.3) и (1.5), являются предельными, т. е. при заданном E и $\sigma_{\text{ф}}$ вне зависимости от конфигурации РЕЭ

$$\frac{1}{2}\Phi\left(\frac{1-E}{\sigma_{\text{ф}}}\right) + \frac{1}{2}\Phi\left(\frac{1+E}{\sigma_{\text{ф}}}\right) \leqslant P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})} \leqslant \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma_{\text{ф}}^2 + E^2}}\right). \qquad (1.6)$$

Указанные границы, естественно, охватывают и значения $P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})}$, определяемые по универсальной ф-ле (1.4).

Область возможных значений вероятности ошибки для различных $\sigma_{\text{ф}}$ и E показаны на рис. 1.5 (заштрихованные зоны).

Истинное значение $P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})}$ «прижимается» к верхней границе зоны тем больше, чем ближе закон распределения помехи за счет МСИ к нормальному или иначе, чем больше различаются по величине E и D. Справедливо и обратное утверждение, т. е. при отклонении указанного распределения от нормального закона, характеризуемом уменьшением разницы между E и D, значение $P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})}$ стремится к нижней границе зоны.

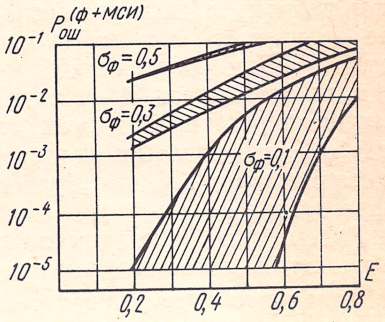


Рис. 1.5. Области возможных значений вероятности ошибки при различных величинах флуктуационной помехи ($\sigma_{\text{ф}}$) и МСИ (E)

Результаты анализа графиков, аналогичных изображаемому на рис. 1.5, позволили вывести эмпирическую формулу для расчета $P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})}$, в которую введен дополнительный коэффициент, зависящий от соотношения E/D:

$$P_{\text{ош}}^{(\text{ф}+\text{МСИ})} \approx \Phi\left[\frac{1-E(1-k)}{\sqrt{\sigma_{\text{ф}}^2 + E^2 k^2}}\right], \qquad (1.7)$$

где $k = 1-(E/D)^2$. В данном обобщенном случае искомое значение η имеет достаточно удобный для использования на практике вид

$$\eta = \frac{1-E(1-k)}{\sqrt{\sigma_{\text{ф}}^2 + E^2 k^2}}.$$

Формула (1.7) позволяет получить высокую точность при нахождении вероятности ошибки. Отличие аргумента η от истинного значения не превышает 1 дБ, что достаточно для решения большинства встречающихся на практике задач. Как следует из формулы, коэффициент k может принимать значения от 1 (максимальное отличие от нормального закона) до 0 (приближение к нормальному закону), причем, учитывая относительно малую зависимость от него параметра η, выбор последнего может производиться ориентировочно. Так, при анализе влияния МСИ некорректированного канала ТЧ, имеющего ярко выраженные первые гармоники ФЧХ, и, следовательно, малое количество откликов гребенчатой РЕЭ, коэффициент k следует выбирать в пределах 0,5—0,7. При анализе же влияния искажений, скорректированных каким-либо точным корректором, k должно быть выбрано 0,9—1,0, так как количество влияющих откликов РЕЭ относительно велико и их величины соизмеримы.

1.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ Е-КРИТЕРИЯ ПО СПЕКТРАЛЬНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ ВИДЕОСИГНАЛА

Как указано в предыдущем параграфе, значение E, благодаря ряду преимуществ, в настоящей работе выбрано в качестве основного параметра, характеризующего степень МСИ. Естественно, встает вопрос о способах нахождения E по первичным данным о частотном тракте передачи. Один из них, наиболее очевидный, состоит в вычислении РЕЭ, нахождении гребенчатой РЕЭ и составлении отношения по основной ф-ле (1.2). Однако этот метод из-за того, что включает в себя такую трудоемкую операцию, как нахождение РЕЭ, практически применяется редко. Более простым является отыскание E по спектральным характеристикам [52], преобразованным с использованием равенства Парсеваля [17].

Рассмотрим методику нахождения E по СХ, используя по-прежнему в качестве примера простейший случай передачи-приема двоичного видеосигнала. Пусть $\dot{S}(F)$ представляет собой СХ сигнала на входе анализирующего устройства приемника в момент t_0 (рис. 1.6*а*). Соответствующая РЕЭ $a(t)$ изображена на рис. 1.6*д*. Проводимая в процессе детектирования операция стробирования, как указывалось выше, математически представляет собой свертку исходного сигнала и гребенчатой функции (см. рис. 1.1*в*), спектр которой в соответствии с разложением Фурье состоит из суммы равных по величине гармоник с частотами 0; $2F_c$; $4F_c$; ..., где $F_c = 1/2T_0 = B_л/2$.

Спектр сигнала после операции стробирования $\dot{C}(F)$ согласно теореме о спектре произведения двух функций [56] будет представлять собой сумму СХ, идентичных по форме СХ исходного сигнала, расположенных справа от каждой гармонической сос-

тавляющей стробирующей функции, и их зеркальных изображений, расположенных слева от тех же гармонических составляющих. На рис. 1.6*б* сплошной линией показано значение $\dot{C}(F)$, а

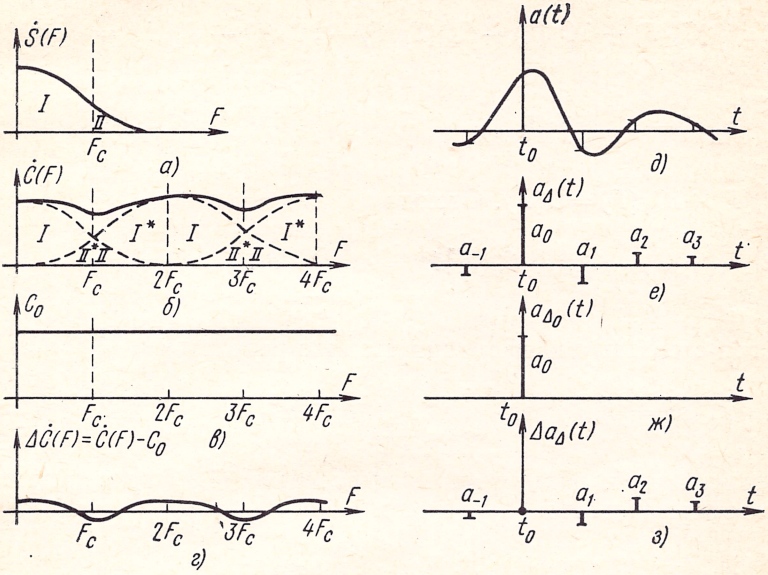


Рис. 1.6. Частотные (*а*, *б*, *в*, *г*) и временны́е (*д*, *е*, *ж*, *з*) диаграммы, поясняющие метод определения *E*-критерия по спектральным характеристикам

пунктирной — конфигурация слагаемых СХ с указанием римскими цифрами номера соответствующей зоны исходной характеристики $\dot{S}(F)$ (знак * указывает, что этот участок комплексно сопряжен с исходным по рис. 1.6*а*). Полученная в результате операции стробирования гребенчатая РЕЭ $a_\Delta(t)$ приведена на рис. 1.6*е*.

Но, как указывалось, при отсутствии МСИ гребенчатая РЕЭ не должна иметь откликов, кроме основного отсчетного значения (ООЗ). Такая РЕЭ $a_{\Delta_0}(t)$ и ее СХ (C_0) в масштабе предыдущих диаграмм приведены соответственно на рис. 1.6*ж* и *в*. Произведя вычитание $\dot{C}(F)-C_0=\Delta\dot{C}(F)$ и $a_\Delta(t)-a_{\Delta_0}(t)=\Delta a_\Delta(t)$, получаем новые СХ (рис. 1.6*г*) и гребенчатую РЕЭ (рис. 1.6*з*). Эта новая РЕЭ отражает отрицательный эффект, так как состоит исключительно из мешающих откликов, обусловливающих МСИ, а ее СХ $\Delta\dot{C}(F)$ представляет собой спектр помехи за счет МСИ. Используем сказанное как предпосылку для отыскания *E*. Воспользуемся равенством Парсеваля, которое может быть записано в следующем виде [22]:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2}[\dot{C}_1(\omega)-\dot{C}_2(\omega)]\left[\dot{C}_1^*(\omega)-\dot{C}_2^*(\omega)\right]d\omega=\pi\int_{-\infty}^{\infty}[a_1(t)-a_2(t)]^2\,dt,$$

070382
Технологическая библиотека
Ленинский
машиностроительный завод

где $a_1(t)$ и $a_2(t)$ — некоторые функции времени, а $\dot{C}_1(\omega)$ и $\dot{C}_2(\omega)$ — их спектры, определенные на интервале $\{\omega_1, \omega_2\}$.

Применительно к нашему случаю имеем

$$\lim_{F_x\to\infty} 2\pi \int_0^{F_x} [C_p(F) + i\,C_q(F) - C_0]\,[C_p(F) - i\,C_q(F) - C_0]\,dF =$$

$$= \pi \int_{-\infty}^{\infty} [a_\Delta(t) - a_{\Delta_0}(t)]^2\,dt,$$

где $C_p(F) + iC_q(F) = \dot{C}(F)$. Отсюда

$$\lim_{F_x\to\infty} 2 \int_0^{F_x} [(C_p(F) - C_0)^2 + C_q^2(F)]dF = dt \sum_{\substack{k\to-\infty \\ k\neq 0}}^{\infty} a_k^2. \tag{1.8}$$

С другой стороны, на основании того же равенства

$$\lim_{F_x\to\infty} 2 \int_0^{F_x} C_0^2\,dF = dt\,a_0^2 \quad \text{или} \quad \lim_{F_x\to\infty} 2F_x C_0^2 = dt\,a_0^2. \tag{1.9}$$

Поделив левую и правую части выражения (1.8) на соответствующие части равенства (1.9), имеем

$$\lim_{F_x\to\infty} \frac{\int_0^{F_x} \left[(C_p(F) - C_0)^2 + C_q^2(F)\right] dF}{F_x C_0^2} = \frac{\sum_{\substack{k\to-\infty \\ k\neq 0}}^{\infty} a_k^2}{a_0^2} = E^2.$$

Как следует из предыдущего, функция $\dot{C}(F)$ периодическая и в полосе $2F_c$ симметрична относительно точек lF_c на оси частот при нечетных значениях целочисленных коэффициентов l. Следовательно, совершенно не обязательно при анализе учитывать значение $\dot{C}(F)$ в диапазоне частот от 0 до ∞. Достаточно использовать значения $\dot{C}(F)$ от 0 до F_c. Тогда

$$E^2 = \frac{1}{C_0^2 F_c} \int_0^{F_c} \{[C_p(F) - C_0]^2 + C_q^2(F)\}\,dF; \quad F \in \{0,\ F_c\}, \tag{1.10}$$

что и требовалось определить.

Следует заметить, что зависимость $\Delta\dot{C}(F)$ в силу простых логических рассуждений, основанных на изложенном выше, не должна содержать постоянной составляющей, следовательно,

$$C_0 = \frac{1}{F_c} \int_0^{F_c} C_p\,dF, \text{ так как } \int_0^{F_c} [C_p(F) - C_0]\,dF = 0 \text{ и } \int_0^{F_c} C_q(F)\,dF = 0.$$

Зависимость $\dot{C}(F)$ в отличие от реальной спектральной характеристики $\dot{S}(F)$ названа преобразованной СХ [52].

Для рассмотреннего случая (см. рис. 1.6) с учетом указанного выше ограничения области определения $\dot{C}(F)$, предполагая $\dot{S}(F) = 0$ при $F > 2F_c$, что, как правило, имеет место на практике, находим

$$\dot{C}(F) = \dot{S}(F) + S^*(2F_c - F); \quad F \in \{0,\ F_c\} \tag{1.11}$$

или

$$C_p(F) + i\,C_q(F) = [S_p(F) + S_p(2F_c - F)] + \\ + i\,[S_q(F) - S_q(2F_c - F)]; \quad F \in \{0,\ F_c\}. \tag{1.12}$$

Отсюда

$$C_p(F) = S_p(F) + S_p(2F_c - F); \\ C_q(F) = S_q(F) - S_q(2F_c - F); \qquad F \in \{0,\ F_c\}. \tag{1.13}$$

Графическая иллюстрация метода построения $C(F)$ приведена на рис. 1.7 (римскими цифрами обозначены номера суммируемых зон исходного сигнала).

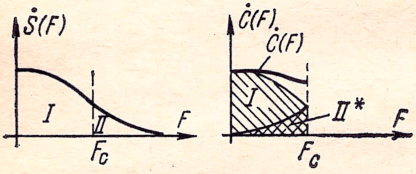


Рис. 1.7. Метод построения преобразованной спектральной характеристики для видеосигнала

1.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ E-КРИТЕРИЯ ПО СПЕКТРАЛЬНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ РАДИОСИГНАЛА

При определении значения E для радиосигнала может быть применена та же методика, что и в предыдущем параграфе, с учетом, естественно, специфики передачи по полосовым каналам. Учитывая, что вопрос достаточно подробно исследован в технической литературе (см., например, [52]), приведем здесь лишь итоговые формулы и поясняющие графики, так как эти формулы понадобятся для дальнейшего анализа.

Двухполосные квадратурные радиосигналы, т. е. сигналы, при которых осуществляется индикация на приеме как синфазной, так и квадратурной составляющих (виды модуляции — ДОФМ, ТОФМ):

$$E^2 = \frac{1}{C_0^2\, 2f_c} \int_0^{2f_c} [(C_p(f) - C_0)^2 + C_q^2(f)]\, df, \tag{1.14}$$

где $f = F - F_0$; F_0 — несущая частота (опорное колебание);

$C_0 = \frac{1}{2f_c} \int_0^{2f_c} C_p(f)\, df$. В этом случае

$$\dot{C}(f) = \dot{S}(f - 2f_c) + \dot{S}(f) + \dot{S}(f + 2f_c) \quad \text{при} \quad f \in \{-f_c;\ f_c\} \tag{1.15}$$

или

$$\dot{C}(f) = \dot{S}(f) + \dot{S}(f - 2f_c) \quad \text{при} \quad f \in \{0;\ 2f_c\}. \tag{1.16}$$

Соответственно

$$\left.\begin{aligned} &C_p(f) = S_p(f - 2f_c) + S_p(f) + S_p(f + 2f_c); \quad f \in \{-f_c;\ f_c\} \\ &\text{и} \\ &C_q(f) = S_q(f - 2f_c) + S_q(f) + S_q(f + 2f_c); \quad f \in \{-f_c;\ f_c\} \end{aligned}\right\} \tag{1.17}$$

или

$$\left.\begin{aligned} &C_p(f) = S_p(f) + S_p(f - 2f_c); \quad f \in \{0;\ 2f_c\} \\ &C_q(f) = S_q(f) + S_q(f - 2f_c); \quad f \in \{0;\ 2f_c\}. \end{aligned}\right\} \tag{1.18}$$

Графические иллюстрации, поясняющие оба равноправных способа нахождения $\dot{C}(f)$ [ф-лы (1.15) и (1.16)], приведены соответственно на рис. 1.8*а* и *б*.

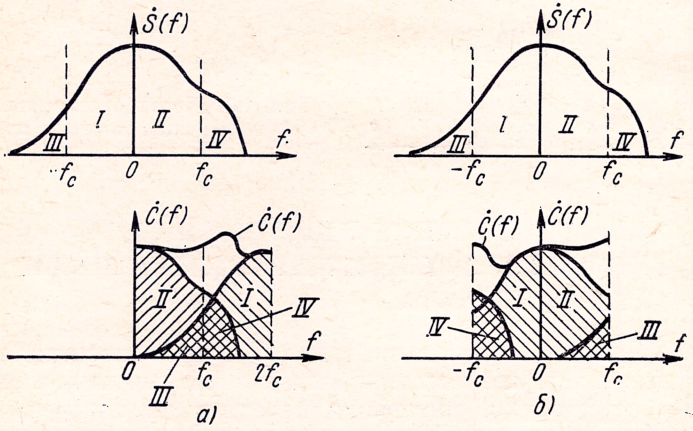


Рис. 1.8. Методы построения преобразованной спектральной характеристики для квадратурного радиосигнала (ДОФМ, ТОФМ)

Моноплоскостные двухполосные радиосигналы, т. е. сигналы, при приеме которых интерес представляет только синфазная составляющая временно́й функции (виды модуляции — когерентная, АМ, ОФМ):

$$E^2 = \frac{1}{C_0^2 f_c} \int_0^{f_c} [(C_p(f) - C_0)^2 + C_q^2(f)]\, dt; \quad C_0 = \frac{1}{f_c} \int_0^{f_c} C_p(f)\, df; \tag{1.19}$$

$$\left.\begin{aligned} &\dot{C}(f) = \dot{S}(f) + \dot{S}^*(-f) + \dot{S}(f - 2f_c) + \dot{S}^*(-f + 2f_c); \\ &C_p(f) = S_p(f) + S_p(-f) + S_p(f - 2f_c) + S_p(-f + 2f_c); \\ &C_q(f) = S_q(f) - S_q(-f) + S_q(f - 2f_c) - S_q(-f + 2f_c); \quad f \in \{0,\ f_c\}. \end{aligned}\right\} \tag{1.20}$$

Графическое пояснение дано на рис. 1.9*а*.

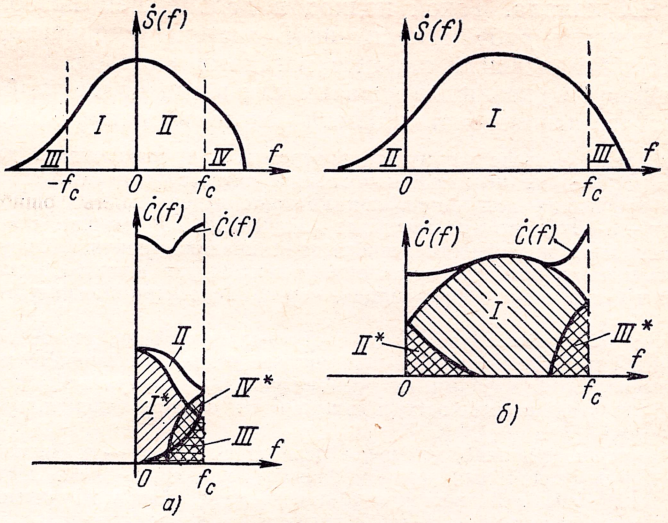


Рис. 1.9. Методы построения преобразованной спектральной характеристики для двухполосного (*а*) и однополосного (*б*) моноплоскостных радиосигналов

Однополосные сигналы, т. е. полезная информация, извлекаются только из синфазной составляющей временно́й функции (виды модуляции — ОФМ ОБП, АМ ОБП);

$$E^2 = \frac{1}{C_0^2 f_c}\int_0^{f_c}[(C_p(f) - C_0)^2 + C_q^2(f)]\,df; \quad C_0 = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} C_p(f)\,df; \tag{1.21}$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{C}(f) &= \dot{S}(f) + \dot{S}^*(-f) + \dot{S}^*(-f + 2f_c);\\ C_p(f) &= S_p(f) + S_p(-f) + S_p(-f + 2f_c);\\ C_q(f) &= S_q(f) - S_q(-f) - S_q(-f + 2f_c); \quad f \in \{0,\ f_c\}. \end{aligned}\right\} \tag{1.22}$$

Графическое пояснение представлено на рис. 1.9*б*.

1.6. ПРЕОБРАЗОВАННЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Несмотря на внешнюю простоту формул для определения E, приведенных в предыдущем параграфе, применение их при расчетах встречает известные трудности. Дело в том, что эти формулы основаны на использовании СХ и в явном виде не содержат параметров основного мешающего фактора — формы ЧХ. Искажения СХ можно рассматривать, как вторичный эффект, обусловленный прохождением свободного от межсимвольных влияний сигнала, формируемого передатчиком, через неидеальный тракт. Поэтому более целесообразным является получение E не как функции параметров СХ, а как зависимости этого параметра

от вида ЧХ канала. Такой подход в дальнейшем позволит связать особенности работы адаптивной системы «корректор-приемник» со статистическими характеристиками каналов.

Преобразуем указанные зависимости в вид более удобный для практического использования, введя некоторые допущения.

1. Приведенные выше формулы универсальны и справедливы для любых значений E. Однако на практике наибольший интерес представляет случай относительно небольших искажений, при которых вероятность ошибки не превышает 10^{-1}—$3\cdot10^{-2}$, что соответствует значениям E, меньшим 0,6—0,7. При бо́льших значениях вероятности ошибки, как правило, нарушается устойчивая работа систем синхронизации приемника и происходит лавинообразное снижение верности принимаемой информации, что эквивалентно полному нарушению связи.

В силу этого будем считать, что частотные искажения, вносимые трактом передачи, относительно невелики и при анализе отдельные функции могут быть заменены несколькими членами их разложения. В последующем оценим получающуюся при этом погрешность и допустимую область применимости упрощенных формул.

2. Рассмотрим каноническую цепь: передатчик (*Пер*) — искажающее звено (канал) — формирующий (полосовой) фильтр приемника (*ПФ Пр*) — приемник (*Пр*) (рис. 1.10 *а*). Не нарушая общность рассуждения и учитывая линейность частотного тракта, при анализе сигнала на входе приемника можно поменять местами канал и фильтр (рис. 1.10 *б*).

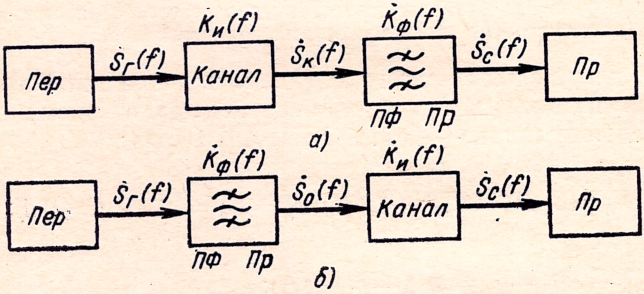


Рис. 1.10. Каноническая (*а*) и эквивалентная ей (*б*) структурные схемы тракта передачи сигнала

Система «*Пер*+*ПФ Пр*» должна, естественно, строиться так, чтобы при идеальных ЧХ канала отсутствовали МСИ [52]. Иначе говоря (пользуясь обозначениями рис. 1.10), преобразованная спектральная характеристика $\dot C_0(f)$ спектра $\dot S_0(f)$ должна иметь прямоугольную конфигурацию, т. е.

$$\dot C_0(f) = C_0 = \text{const}. \tag{1.23}$$

Кроме того, как показано в [52], при правильно выбранном *ПФ Пр*, оптимальном в отношении гладкой помехи, зависимость $\dot S_0(f)$ должна представлять собой действительную функцию частоты, т. е.

$$\dot S_0(f) = S_0(f). \tag{1.24}$$

Тогда в соответствии с рис. 1.10 имеем:

$$\dot S_с(f) = S_0(f)\,\dot K_и(f) = S_0(f)\,K_и(f)\,e^{i\varphi_и(f)}. \tag{1.25}$$

Будем считать, что мы используем именно такую «правильно» выбранную систему «*Пер — ПФ Пр*» [равенства (1.23) и (1.24)], что, собственно, и представляет второе допущение [1].

[1] Это допущение не является серьезным, так как в реальных системах отклонение от приведенных условий незначительно.

3. Поскольку абсолютное затухание канала не имеет принципиального значения для анализа, будем считать характеристику $K_и(f)$ нормированной, а единичное значение ее выберем так, чтобы отклонение от него значений зависимости $K_и(f)$ в полосе пропускания в среднем было минимальным (это достаточно неопределенное условие в дальнейшем сформулируем более строго). Тогда можем записать $K_и(f)=1+b_и(f)$, где $b_и(f)$ — отклонение $K_и(f)$ от единичного значения.

Фазовую характеристику $\varphi_и(f)$ также выберем, исходя из условия среднего минимума отклонения от оси абсцисс условно выбранной системы координат. Эти условия являются предварительными и служат только для предотвращения (в силу допущения 1) значительных отклонений указанных параметров от выбранных констант. В дальнейшем приведенные условия обоснуем более строго.

Итак, упростим формулы для E. Первоначально определим $\dot{C}_с(f)$ применительно к случаю приема двухполосного квадратурного сигнала. Пользуясь ф-лой (1.16) и обозначая $f-2f_с=f'$, имеем: $\dot{C}_с(f) = \dot{S}_с(f) + \dot{S}_с(f') = S_0(f)\dot{K}_и(f) + S_0(f')\dot{K}_и(f') = S_0(f)[1 + b_и(f)]e^{i\varphi_и(f)} + S_0(f')[1 + b_и(f')]e^{i\varphi_и(f')} = S_0(f)\cos\varphi_и(f) + iS_0(f)\sin\varphi_и(f) + S_0(f)b_и(f)\cos\varphi_и(f) + iS_0(f)b_и(f)\sin\varphi_и(f) + S_0(f')\cos\varphi_и(f') + iS_0(f')\sin\varphi_и(f') + S_0(f')b_и(f')\cos\varphi_и(f') + iS_0(f')b_и(f')\sin\varphi_и(f')$.

Разлагая гармонические функции в ряд и исключая слагаемые высшего порядка малости, а также учитывая, что в соответствии с (1.23) и (1.24) $S_0(f)+S_0(f')=C_0$, имеем: $\dot{C}_с(f)\approx C_0+[S_0(f)b_и(f)+S_0(f')b_и(f')]+i[S_0(f)\varphi_и(f)+S_0(f')\varphi_и(f')]$.

Считая $S_0(f)$ и $S_0(f')$ нормированными к C_0 и вводя обозначения

$$\left.\begin{aligned} B_и(f) &= S_0(f)b_и(f) + S_0(f')b_и(f'); \\ \psi_и(f) &= S_0(f)\varphi_и(f) + S_0(f')\varphi_и(f'), \end{aligned}\right\} \qquad (1.26)$$

получаем $\dot{C}_с(f)=C_р(f)+iC_q(f)\approx C_0[(1+B_и(f))+i\psi_и(f)]$, где $C_р(f)\approx C_0(1+B_и(f))$, а $C_q\approx C_0\psi_и(f)$. С учетом допущения 1 имеем $\dot{C}_с(f)\approx C_0[(1+B_и(f))\cos\psi_и(f)+i\sin\psi_и(f)]$,
или

$$\dot{C}_с(f)\approx C_0\mathcal{K}_и e^{i\psi_и(f)} = C_0\dot{\mathcal{K}}_и(f),$$

где $\mathcal{K}_и=1+B_и(f)$.

Сравнивая с (1.25), видим аналогию в характере формул. Эта аналогия позволяет рассматривать $\dot{\mathcal{K}}(f)$ как некий коэффициент передачи, связывающий преобразованные СХ до и после искажающего звена. Назовем ЧХ, соответствующую коэффициенту передачи $\dot{\mathcal{K}}(f)$, по аналогии с термином, применяемым в отношении спектральных характеристик, преобразованной частотной характеристикой [в отличие от реальной частотной характеристики, определяемой $\dot{K}(f)$]. Частотный интервал существования преобразованной ЧХ, естественно, равен частотному интервалу исходной преобразованной спектральной характеристики. Выражение для $\dot{C}_с(f)$ справедливо и в отношении других видов сигнала. Отличие будет только в записи $B(f)$ и $\psi(f)$.

Не останавливаясь на выводе (он подобен предыдущему), приведем итоговые выражения $B(f)$ и $\psi(f)$ для других видов сигнала:

— видеосигнал [на основе (1.11)]

$$B(F) = S_0(F)\,b(F) + S_0(F')\,b(F'), \quad \text{где} \quad F' = 2F_c - F;$$

$$\psi(F) = S_0(F)\,\varphi(F) - S_0(F')\,\varphi(F');$$

— двухполосный моноплоскостной радиосигнал [на основе (1.20)]

$$B(f) = S_0(f)\,b(f) + S_0(-f)\,b(-f) + S_0(f')\,b(f') + S_0(-f')\,b(-f');$$

$$\psi(f) = S_0(f)\,\varphi(f) - S_0(-f)\,\varphi(-f) + S_0(f')\,\varphi(f') - S_0(-f')\,\varphi(-f');$$

— однополосный сигнал [на основе (1.22)]

$$B(f) = S_0(f)\,b(f) + S_0(-f)\,b(-f) + S_0(-f')\,b(-f');$$

$$\psi(f) = S_0(f)\,\varphi(f) - S_0(-f)\,\varphi(-f) - S_0(-f')\,\varphi(-f').$$

Пользуясь вновь введенным понятием преобразованной ЧХ на основании ф-л (1.10), (1.14), (1.19) и (1.21), определим основной интересующий нас параметр E. Указанные в § 1.5 формулы для E^2 отличаются при различных сигналах только полосой интегрирования. Поэтому, вводя обобщенное значение полосы интегрирования $0—\Delta f_c$, имеем в общем виде

$$E^2 = \frac{1}{C_0^2\,\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[(C_p(f) - C_0)^2 + C_q^2(f)\right]df \tag{1.27}$$

или

$$E^2 = \frac{1}{C_0^2\,\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left\{[C_0(1 + B(f)) - C_0]^2 + C_0^2\,\psi^2(f)\right\}df.$$

Отсюда окончательно

$$E^2 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B^2(f)\,df + \frac{1}{\Delta f}\int_0^{\Delta f}\psi^2(f)\,df. \tag{1.28}$$

Итоговая формула кроме простоты обладает еще одним преимуществом. Она позволяет раздельно оценивать влияние амплитудных и фазовых искажений, обусловленных соответственно функциями $B(f)$ и $\psi(f)$. Иначе говоря,

$$E^2_{\text{АЧХ}} = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B^2(f)\,df; \tag{1.29}$$

$$E^2_{\text{ФЧХ}} = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi^2(f)\,df. \tag{1.30}$$

1.7. КЛАССИФИКАЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Обобщенная запись нормированного коэффициента передачи четырехполюсника (канала) может быть представлена следущим образом:

$$\dot{K}(f) = K(f)\,e^{i\varphi'(f)} = [1 + b(f)]\,e^{i\,2\pi\int_0^f \tau_\Sigma(x)\,dx},$$

где $\tau_\Sigma(f)$ — групповое время запаздывания; $\tau_\Sigma(f) = H + \tau(f)$; H — абсолютное время запаздывания.

Учитывая, что абсолютное время запаздывания, как правило, интереса не представляет (да и в большинстве случаев не известно), на практике используют частную формулу, опуская значение H. Но даже в этом случае $\tau(f)$ можно определить (измерить) лишь с точностью до постоянного коэффициента h_1, значение которого в общем произвольно. Полученная же на основании $\tau(f)$ конфигурация ФЧХ будет иметь уже две степени неопределенности

$$\varphi_1(f) = 2\pi\int_0^f [\tau(f) + h_1]\,df = \varphi(f) + 2\pi h_1 f + d = \varphi(f) + hf + d, \quad (1.31)$$

где h и d не определены.

Так как любые значения h и d правомерны, правомерны и все конфигурации ФЧХ, соответствующие этим значениям. Будем называть такие ЧХ с произвольно выбранными h и d частными частотными характеристиками. Однако если речь идет о приеме сигнала конкретным приемником, то указанная неопределенность исчезает и коэффициенты h и d приобретают четкий физический смысл. Действительно, анализ сигнала в приемнике осуществляется во вполне определенный момент и при конкретном значении фазы опорного (когерентного) колебания. Поскольку интерес представляет значение МСИ именно в этих условиях, необходимо отсчитывать и параметры ЧХ относительно фазовых положений опорных колебаний, формируемых приемником. Тогда слагаемые hf и d в (1.31) можно рассматривать как поправки к произвольно записанной конфигурации $\varphi(f)$. Первая поправка hf обусловлена несоответствием постоянной составляющей в характеристике группового времени распространения, трансформированной в такой вид при вычислении $\varphi(f)$, и реальным моментом анализа сигнала, определяемым работой системы тактовой синхронизации. Коэффициент d является поправкой, отражающей сдвиг начальной фазы частотной характеристики по отношению к фазе когерентного колебания. Таким образом, конкретный приемник как бы вводит определенную систему фазовых координат, в которой должна рассматриваться ЧХ.

Характеристику, для которой оба типа поправок равны нулю, назовем истинной частотной характеристикой. Понятие истинной ЧХ особенно полезно при анализе именно адаптивных систем коррекции МСИ, так как параметры звена «канал + + корректор» в цепи передачи сигнала при работе АКС неразрывно связаны с параметрами модема и функционирование всей адаптивной системы, осуществляющей коррекцию, необходимо анализировать только как совокупную работу всех элементов тракта.

В том случае, когда конкретный приемник неизвестен, при исследовании можно воспользоваться понятием оптимального в отношении МСИ приемника. Оптимальный приемник за счет работы своих систем выделения опорных колебаний (тактового и когерентного) выбирает из всех возможных значений h и d такие, при которых конфигурация спектра сигнала, поступающего на анализирующее устройство, обеспечивает наименьшее значение E. Соответствующие этому ЧХ назовем оптимизированными частотными характеристиками.

Определим оптимальные значения h и d, предполагая одновременно, что и при выборе функции $b(f)$ возможна погрешность на величину постоянной составляющей Δ:

$$\dot{K}(f) = [1 + b(f) - \Delta]\, e^{i[\varphi(f) - hf - d]}$$

Исследование по-прежнему будем проводить на примере двухполосного квадратурного сигнала (индикация на приеме как синфазной, так и квадратурной составляющих), распространив методику анализа на другие сигналы.

В данном случае $b_и(f) = b(f) - \Delta$; $\varphi_и(f) = \varphi(f) - hf - d$. Переходя к преобразованным ЧХ, на основании (1.26) имеем $B_и(f) = S_0(f) b_и(f) + S_0(f') b_и(f')$; $\psi_и(f) = S_0(f)\varphi_и(f) + S_0(f')\varphi_и(f')$, где по-прежнему $f' = f - 2f_c$, или $B_и(f) = S_0(f)[b(f) - \Delta] + S_0(f')[b(f') - \Delta]$ и $\psi_и(f) = S_0(f)[\varphi(f) - hf - d] + S_0(f')[\varphi(f') - hf' - d]$. Отсюда, принимая во внимание (1.23), $B_и(f) = B(f) - \Delta$ и $\psi_и(f) = \psi(f) - h\beta(f) - d$, где $B(f) = S_0(f) b(f) + S_0(f') b(f')$, $\psi(f) = S_0(f)\varphi(f) + S_0(f')\varphi(f')$, а $\beta(f) = = S_0(f) f + S_0(f') f'$.

С учетом произведенных выше преобразований на основании (1.28) определим E^2:

$$E^2 \approx \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} B_и^2(f)\, df + \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \psi_и^2(f)\, df = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} [B(f) - \Delta]^2\, df +$$

$$+ \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} [\psi(f) - h\beta(f) - d]^2\, df.$$

Минимизируем E путем варьирования коэффициентами Δ, h и d. Для нахождения оптимальных значений Δ, h и d составим и решим систему уравнений:

$$\frac{\partial E^2}{\partial \Delta} = 0; \quad \frac{\partial E^2}{\partial h} = 0; \quad \frac{\partial E^2}{\partial d} = 0.$$

Опуская промежуточные преобразования[1], находим

$$\Delta_{\text{опт}} = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} B(f)\,df; \tag{1.32}$$

$$h_{\text{опт}} = \frac{\int_0^{2f_c} \psi(f)\,\beta(f)\,df}{\int_0^{2f_c} \beta^2(f)\,df}; \tag{1.33}$$

$$d_{\text{опт}} = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \psi(f)\,df. \tag{1.34}$$

Подставляя найденные оптимальные значения коэффициентов в выражение для E^2, получаем

$$E^2_{\text{мин}} = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} B^2(f)\,df + \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \psi^2(f)\,df -$$

$$-\left[\frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} B(f)\,df\right]^2 - \frac{1}{A_3}\left[\frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \psi(f)\,\beta(f)\,df\right]^2 -$$

$$-\left[\frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \psi(f)\,df\right]^2. \tag{1.35}$$

Здесь A_3 — параметр, не зависящий от ЧХ искажающего звена,

$$A_3 = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \beta^2(f)\,df.$$

Последние три слагаемые в выражении (1.35) обусловливают поправку, вызванную произвольностью в выборе системы фазовых координат при записи ЧХ.

Таким образом,

$$E^2_{\text{мин}} = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} B^2_{\text{опт}}(f)\,df + \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \psi^2_{\text{опт}}(f)\,df,$$

где значения $B_{\text{опт}}(f)$ и $\psi_{\text{опт}}(f)$ являются параметрами ЧХ, удовлетворяющей условиям $\Delta=0$, $h=0$ и $d=0$, или используя (1.32)—(1.34),

$$\int_0^{2f_c} B_{\text{опт}}(f)\,df = 0, \quad \int_0^{2f_c} \psi_{\text{опт}}(f)\,\beta(f)\,df = 0, \quad \int_0^{2f_c} \psi_{\text{опт}}(f)\,df = 0. \tag{1.36}$$

[1] При вычислениях интеграл $\int_0^{2f_c} \beta(f)\,df$ принят равным 0, так как $\beta(f)$ на практике, как правило, нечетна относительно частоты f_c.

На основании проведенного исследования можно ввести понятие оптимизированной преобразованной частотной характеристики, т. е. преобразованной ЧХ, которую «воспринимает» оптимальный в отношении МСИ приемник.

На практике возможен случай, когда приемник оптимально «выбирает» лишь один из двух параметров h или d (оптимизирована работа системы выделения соответственно только тактового или только когерентного колебания). Такой приемник целесообразно назвать частично оптимальным в отношении МСИ, а соответствующую ему ЧХ частично оптимизированной частотной характеристикой. Эта характеристика, естественно, может быть как преобразованной, так и реальной. Преобразованную ЧХ, соответствующую произвольному приемнику, при котором значения h и d имеют конкретное, специфичное для данного приемника значение, по аналогии с термином для реальной ЧХ назовем истинной преобразованной частотной характеристикой.

Введенные здесь понятия преобразованных ЧХ во многих случаях позволяют существенно упростить анализ работы корректирующих устройств и будут использованы при последующем анализе различных аспектов проблем адаптивной коррекции МСИ. Классификация частотных характеристик, данная в этих параграфах, иллюстрируется рис. 1.11.

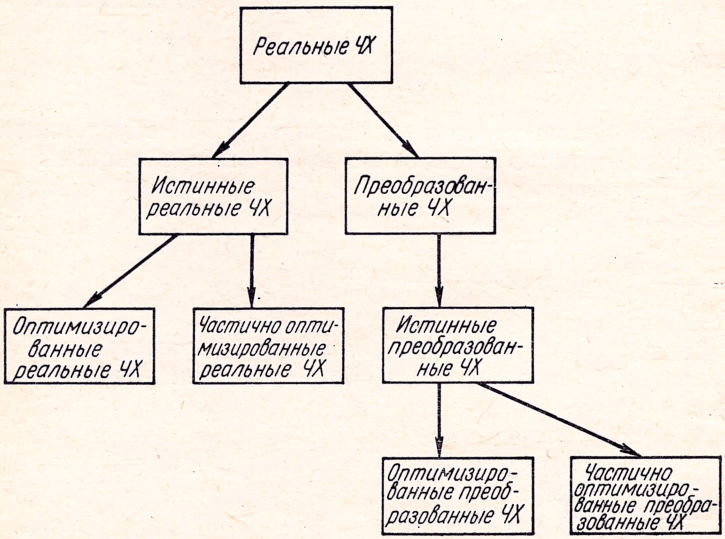


Рис. 1.11. Классификация частотных характеристик

1.8. РАСЧЕТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕОБРАЗОВАННЫХ ЧХ

Применяя методику предыдущего параграфа, можно получить основные соотношения, связывающие наиболее важные параметры и для других видов сигналов — спектр, частотную характеристику тракта передачи, а также величину межсимвольных искажений в конкретном приемнике. Вывод этих соотношений по-прежнему базируется на использовании преобразованных ЧХ. Результаты расчета сведены в две таблицы. Первая (табл. 1.1) со-

Таблица 1.1

№ пп.	Наименование параметра	Выражения для реальной ЧХ	Выражения для преобразованных ЧХ
1	2	3	4
1	Спектр исходного сигнала	$\dot{S}_0(f)$	$\dot{C}(f)$ В оптимальной системе $\dot{C}(f) = C_0 = 1$
2	Область определения	$-\infty < f < \infty$	$0 < f < \Delta f_c$
3	Коэффициент передачи	$\dot{K}(f) \approx [1 + b(f)] + i\varphi(f)$	$\dot{\mathcal{K}}(f) \approx [1 + B(f)] + i\psi(f)$
4	ФЧХ	$\varphi(f)$	$\psi(f)$
5	АЧХ	$1 + b(f)$	$1 + B(f)$
6	Истинная ФЧХ	$\varphi_{ист} = \varphi(f) - hf - d$	$\psi_{ист}(f) = \psi(f) - h\beta(f) - d\gamma(f)$
7	Оптимизированная ФЧХ	$\varphi_{опт}(f) = \varphi(f) - h_{опт}f - d_{опт}$	$\psi_{опт}(f) = \psi(f) - h_{опт}\beta(f) - d_{онт}\gamma(f)$
8	Истинная (оптимизированная) АЧХ	$K_{ист}(f) = K_{опт}(f) = 1 + b(f) - \Delta$	$\mathcal{K}_{ист}(f) = \mathcal{K}_{опт}(f) = 1 + B(f) - \Delta$
9	Поправка	—	$\Delta = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B(f)\,df$
10	Оптимальный коэффициент, характеризующий сдвиг по времени анализа (сдвиг по такту)	—	$h_{опт} = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi(f) H(f)\,df$, $H(f) = \frac{A_1\beta(f) - A_2\gamma(f)}{A_1A_3 - A_2^2}$, $A_1 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \gamma^2(f)\,df$,

1	2	3	4
			$A_2 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \beta(f)\,\gamma(f)\,df,$ $A_3 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \beta^2(f)\,df$
11	Оптимальный коэффициент, характеризующий сдвиг начальной фазы (относительного когерентного колебания)	—	$d_{опт} = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi(f) D(f)\,df,$ $D(f) = \frac{A_3\gamma(f) - A_2\beta(f)}{A_1A_3 - A_2^2}$
12	Величина межсимвольных искажений (E^2)	—	$E^2 \approx \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B^2(f)df + \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi^2(f)\,df$
13	Минимальное значение E^2 для данной ЧХ	—	$E^2_{мин} \approx \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} (B(f) - \Delta)^2 df + \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi^2_{опт}(f)\,df$

держит обобщенные формулы для реальных и преобразованных ЧХ, справедливые в отношении любого из перечисленных выше видов сигнала. Выражения, которые в случае применения реальных ЧХ получаются громоздкими и вычисление по которым связано с большой трудоемкостью, опущены (прочерки в таблице). Значения различных обобщенных коэффициентов (функций), данных в общем виде в табл. 1.1, расшифровываются применительно к конкретным видам сигналов (видам модуляции) в табл. 1.2.

Анализируя результаты расчета, отметим ряд особенностей, характерных для условий приема различных видов сигналов и имеющих большое значение для оптимального построения адаптивной системы канал — корректор — приемник.

Приведенные формулы (табл. 1.1, пп. 6, 8, 9, 10 и 11) позволяют избавиться от неопределенности в записи исходных ЧХ (см. § 1.6, допущение 3).

Таблица 1.2

№ пп.	Наименование параметра	Видеосигнал	Двухполосный квадратурный радиосигнал (ДОФМ, ТОФМ)	Двухполосный моноплоскостной радиосигнал (когерентные ОФМ, АМ)	Однополосный радиосигнал (ОФМ ОБП, АМ ОБП)
1	2	3	4	5	6
1	Преобразованный исходный спектр:	$\dot{C}(F)=\dot{S}_0(F)+\dot{S}_0^*(2F_c-F)$	$\dot{C}(f)=\dot{S}_0(f)+\dot{S}_0(f-2f_c)$	$\dot{C}(f)=\dot{S}_0(f)+\dot{S}_0^*(-f)+\dot{S}_0(f-2f_c)+\dot{S}_0^*(-f+2f_c)$	$\dot{C}(f)=\dot{S}_0(f)+\dot{S}_0^*(-f)+\dot{S}_0^*(2f_c-f)$
1.1	область определения	$0<F<F_c$	$0<f<2f_c$	$0<f<f_c$	$0<f<f_c$
1.2	граничное значение частоты	$\Delta f_c=F_c$	$\Delta f_c=2f_c$	$\Delta f_c=f_c$	$\Delta f_c=f_c$
2	Преобразованное:				
2.1	отклонение АЧХ	$B(F)=S_0(F)\,b(F)+S_0(2F_c-F)\,b(2F_c-F)$	$B(f)=S_0(f)\,b(f)+S_0(f-2f_c)\,b(f-2f_c)$	$B(f)=S_0(f)\,b(f)+S_0(-f)\,b(-f)+S_0(f-2f_c)\,b(f-2f_c)+S_0(-f+2f_c)b(-f+2f_c)$	$B(f)=S_0(f)\,b(f)+S_0(-f)\,b(-f)+S_0(2f_c-f)\,b(2f_c-f)$
2.2	отклонение ФЧХ	$\psi(F)=S_0(F)\,\varphi(F)-S_0(2F_c-F)\varphi(2F_c-F)$	$\psi(f)=S_0(f)\,\varphi(f)+S_0(f-2f_c)\,\varphi(f-2f_c)$	$\psi(f)=S_0(f)\,\varphi(f)-S_0(-f)\varphi(-f)+S_0(f-2f_c)\,\varphi(f-2f_c)-S_0(-f+2f_c)\varphi(-f+2f_c)$	$\psi(f)=S_0(f)\,\varphi(f)-S_0(-f)\times\varphi(-f)-S_0(2f_c-f)\times\varphi(2f_c-f)$
3	Поправочная функция $\beta(f)$	$\beta(F)=FS_0(F)-(2F_c-F)S_0(2F_c-F)$	$\beta(f)=fS_0(f)+(f-2f_c)\times S_0(f-2f_c)$	$\beta(f)=fS_0(f)+fS_0(-f)+(f-2f_c)\,S_0(f-2f_c)+(f-2f_c)\,S_0(-f+2f_c)$	$\beta(f)=fS_0(f)+fS_0(-f)-(2f_c-f)\,S_0(2f_c-f)$
4	Поправочная функция $\gamma(f)$	$\gamma(F)=0$	$\gamma(f)=1$	$\gamma(f)=S_0(f)-S_0(-f)+S_0(f-2f_c)-S_0(2f_c-f)$	$\gamma(f)=S_0(f)-S_0(-f)-S_0(2f_c-f)$

Окончание таблицы 1.2

1	2	3	4	5	6
5	Вспомогательные коэффициенты и функции, характеризующие параметры модема:				
	A_1	$A_1 = 0$	$A_1 = 1$	$A_1 = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \gamma^2(f)\,df$	$A_1 = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \gamma^2(f)\,df$
	A_2	$A_2 = 0$	$A_2 = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \beta(f)\,df$	$A_2 = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \beta(f)\,\gamma(f)df$	$A_2 = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \beta(f)\,\gamma(f)\,df$
	A_3	$A_3 = \frac{1}{F_c}\int_0^{F_c} \beta^2(F)\,dF$	$A_3 = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \beta^2(f)\,df$	$A_3 = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \beta^2(f)\,df$	$A_3 = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \beta^2(f)\,df$
	$H(f)$	$H(F) = \frac{\beta(F)}{A_3}$	$H(f) = \frac{\beta(f)}{A_3}$	$H(f) = \frac{A_1\beta(f) - A_2\gamma(f)}{A_1A_3 - A_2^2}$	$H(f) = \frac{A_1\beta(f) - A_2\gamma(f)}{A_1A_3 - A_2^2}$
	$D(f)$	$D(f) = 0$	$D(f) = 1$	$D(f) = \frac{A_3\gamma(f) - A_2\beta(f)}{A_1A_3 - A_2^2}$	$D(f) = \frac{A_3\gamma(f) - A_2\beta(f)}{A_1A_3 - A_2^2}$
6	Оптимальный поправочный коэффициент, характеризующий сдвиг по времени анализа	$h_{опт} = \frac{1}{A_3F_c}\int_0^{F_c} \psi(F)\beta(F)\,dF$	$h_{опт} = \frac{1}{A_3 2f_c}\int_0^{2f_c} \psi(f)\beta(f)\,df$	$h_{опт} = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \psi(f)\,H(f)\,df$	$h_{опт} = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \psi(f)H(f)\,df$
7	Оптимальный поправочный коэффициент, характеризующий сдвиг начальной фазы	$d = 0$	$d_{опт} = \frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \psi(f)\,df$	$d_{опт} = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \psi(f)D(f)\,df$	$d_{опт} = \frac{1}{f_c}\int_0^{f_c} \psi(f)\,D(f)\,df$

Для получения конфигурации истинной (оптимизированной) ЧХ необходимо выбранную кривую неравномерности АЧХ $b(f)$ переместить параллельно самой себе на величину Δ, а к первоначально записанной ФЧХ $\varphi(f)$ добавить наклонную hf и плоскую d составляющие, причем значения Δ, $h_{опт}$ и $d_{опт}$ могут быть найдены в общем виде по формулам табл. 1.1, пп. 9, 10, 11 или конкретно по соответствующим формулам табл. 1.2, пп. 6, 7.

Практически можно рекомендовать следующее упрощенное правило для построения ЧХ: постоянные составляющие в функциях $b(f)$ и $\varphi(f)$, а также наклонная составляющая в зависимости $\varphi(f)$ должны, по возможности, отсутствовать. Но даже если при этом будет допущена погрешность, она не приведет к ошибке, так как возможные отклонения учтены в основной формуле для расчета МСИ (см. табл. 1.1, п. 13).

Одной из важнейших особенностей при использовании преобразованных ЧХ является возможность раздельной оценки (с помощью простейших формул, см. табл. 1.1, п. 12) величины МСИ за счет неравномерности АЧХ и ФЧХ (1.29) и (1.30). При этом практически важным является однотипный характер формул для $E^2_{АЧХ}$ и $E^2_{ФЧХ}$, что позволяет применять при анализе корректоров АЧХ и ФЧХ единые методы расчета.

Выражения, приведенные в табл. 1.1 и 1.2, отражают взаимосвязь между работой систем выделения тактового и когерентного колебания приемника, функция которых математически сводится к выбору значений h и d (см. табл. 1.1, пп. 7, 10, 11). При этом если для двухполосных квадратурных сигналов (ДОФМ, ТОФМ) взаимная функциональная связь этих двух основных систем *ФАПЧ* приемника с точки зрения влияния на величину МСИ отсутствует (h и d независимы, см. табл. 1.2, пп. 6, 7), то для однополосных (ОФМ ОБП, АМ ОБП) сигналов существует значительная взаимная корреляционная связь (взаимозависимость коэффициентов h и d). Указанную особенность необходимо учитывать при анализе работы адаптивной системы коррекции МСИ. К этим и некоторым другим специфическим свойствам, вытекающим из анализа формул, приведенных в табл. 1.1 и 1.2, мы еще вернемся в процессе дальнейшего исследования.

1.9. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ФОРМУЛЫ ДЛЯ МСИ

Основная формула для расчета E-критерия (см. табл. 1.1, п. 12)

$$E^2 \approx \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B^2(f)\,df + \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi^2(f)\,df$$

получена из исходного, точного выражения в предположении малости $B(f)$ и $\psi(f)$ (см. § 1.6, допущение 1). Это выражение обобщенно записано в виде (1.27). Допущение свелось к тому, что тригонометрические функции в выражениях $C_p(f)=C(f)[1+B(f)]\cos\psi(f)$ и $C_q(f)=C(f)[1+B(f)]\sin\psi(f)$ [где $\psi(f)$ — преобразованная фазо-частотная характеристика, а $1+B(f)$ — преобразованная амплитудно-частотная характеристика] в предположении малости аргумента заменялись первыми членами их разложений $\cos\psi(f)\approx 1$, $\sin\psi(f)\approx\psi(f)$. Кроме того, предполагалось, что $\psi(f)B(f)\approx 0$.

Естественный интерес представляет оценка точности полученных выражений. Дадим здесь результаты такой оценки [1]. В проведенных расчетах за точное выражение принята формула для E^2, в которой учтены все составляющие до четвертого порядка малости. При этом предполагалось, что величины $\psi(f)$ и $B(f)$ имели первый порядок малости, а тригонометрические функции были представлены следующим образом:

$$\cos\psi(f) \approx 1 - \frac{\psi^2(f)}{2} + \frac{\psi^4(f)}{24}\,;\quad \sin\psi(f) \approx \psi(f) - \frac{\psi^3(f)}{6}\,.$$

[1] Оценка проведена инженером В. Б. Садовским по предложению автора.

В результате расчета получена формула, отражающая погрешность в определении значения E, а именно

$$\delta(E) = \frac{E_т - E_п}{E_п} \approx \frac{E_т^2 - E_п^2}{2E_п^2} = \frac{0{,}38p_1^2 - 0{,}042p_2 + p_1p_3 + p_4 - p_5^2}{p_1 + p_2}, \qquad (1.37)$$

где $E_т$ и $E_п$ — точное и приближенное значения E соответственно;

$$p_1 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi^2(f)\,df; \quad p_2 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi^4(f)\,df; \quad p_3 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B^2(f)\,df;$$

$$p_4 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B^2(f)\,\psi^2(f)\,df; \quad p_5 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B(f)\,\psi(f)\,df.$$

Для иллюстрации полученных результатов рассмотрим несколько характерных случаев, часто встречающихся на практике.

Пример 1. Сигнал, имеющий прямоугольную СХ, проходит искажающее звено с равномерной АЧХ и наклонной ЧХ ГВЗ, иначе $S_0(f) = C_0(f) = 1$, $b(f) = B(f) = 0$, $\tau(f) = hf$, $\varphi(f) = \psi(f) = 2\pi\int_0^f \tau(f^v)\,df^v = 2\pi\int_0^f hf^v\,df^v = \pi hf^2$.

В этом случае

$$\delta(E) = \frac{0{,}38p_1^2 - 0{,}042p_2}{p_1} = 0{,}263p_1 = 0{,}263E^2.$$

График зависимости $\delta(E)$ представлен на рис. 1.12*а*.

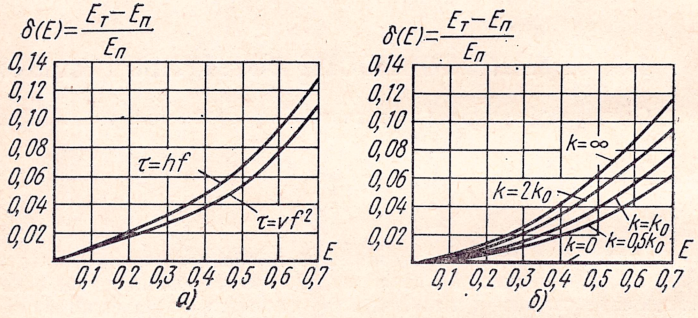


Рис. 1.12. Зависимости, характеризующие точность формулы для E-критерия при различных конфигурациях частотной характеристики

Пример 2. Сигнал, имеющий прямоугольную СХ, проходит искажающее звено с равномерной АЧХ и параболической ЧХ ГВЗ. Этот случай характерен для передачи по стандартному телефонному каналу и поэтому представляет особый интерес. Здесь условия те же, что и в предыдущем примере, за исключением $\tau(f) = v_1f^2$, $\varphi(f) = \psi(f) = 2\pi\int_0^f v_1(f^v)^2df^v = \frac{2}{3}\pi v_1f^3 = vf^3$, где $v = \frac{2}{3}\pi v_1$.

Так как $B(f) = 0$, имеем (рис. 1.12*а*)

$$\delta(E) = \frac{0{,}35p_1^2 - 0{,}042p_2}{p_1} = 0{,}225p_1 = 0{,}225E^2.$$

Пример 3. Сигнал с прямоугольной СХ проходит искажающее звено, имеющее наклонную АЧХ и параболическую ЧХ ГВЗ. Здесь $S(f) = C(f) = 1$; $B(f) = af$, $\tau(f) = kaf^2$, где k — коэффициент пропорциональности, принимающий значения от 0 до ∞ и характеризующий соотношение степени отклонения АЧХ и ГВЗ (ФЧХ). В соответствии с исходными данными имеем $\varphi(f) = \psi(f) = 2\pi \int_0^f ka(f^v)^2 df^v = k\frac{2}{3}\pi af^3$.

Найдем значение k_0, при котором влияние искажений обоих типов ЧХ одинаково. Пользуясь основной формулой (см. табл. 1.1, п. 12), можем записать:

$$\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B^2(f)\,df = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi^2(f)\,df$$

или, для конкретных значений $B(f)$ и $\psi(f)$

$$\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} (af)^2 df = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \left(k_0 \frac{2}{3}\pi af^3\right)^2 df.$$

Отсюда находим

$$k_0 = \sqrt{\frac{7}{2\pi\Delta f_c^4}}.$$

Задаваясь различными значениями k, а именно 0; $0{,}5k_0$; k_0; $2k_0$; ∞, построим графики $\delta(E)$, внешний вид которых приведен на рис. 1.12*б*.

Анализируя графики зависимости $\delta(E)$ для всех трех примеров, видим, что основная формула для E, полученная путем пренебрежения членами второго и выше порядков малости, вносит погрешность, не превышающую 10% в диапазоне значений E от 0 до 0,65. Этого достаточно для решения большинства встречающихся на практике задач, связанных с анализом влияния МСИ на верность приема цифровых сигналов. Бо́льшие значения E интереса не представляют, так как вероятность ошибки при приеме сигнала настолько велика, что можно говорить о практически полном нарушении связи. При отсутствии фазовых искажений и наличии только искажений АЧХ, как следует из формулы ошибки (1.37) и графика (см. рис. 1.12*б* при $k=0$), погрешность в значении E вообще отсутствует.

2

ГЛАВА

Корректирующие устройства адаптивного корректора сигнала

2.1. ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА АКС

Существует большое количество типов адаптивных корректоров сигнала, которые различаются, и подчас существенно, как в плане реализации, так и по техническим характеристикам. Одна-

ко несмотря на многообразие схемных решений, в каждом АКС можно выделить в более или менее явном виде три основных устройства (узла): корректирующее (*КУ*), анализирующее (*АУ*) и управляющее (*УУ*). Подобные узлы входят в замкнутую петлю обратной связи, характерную для любых самонастраивающихся систем. Обобщенная структурная схема АКС представлена на рис. 2.1. Анализирующее устройство в соответст-

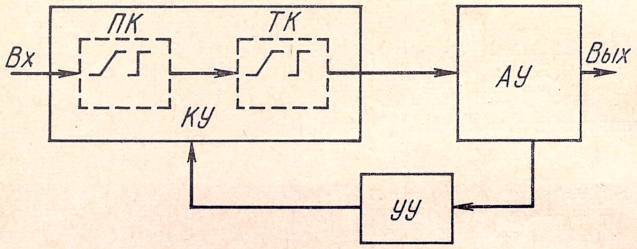


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема адаптивного корректора сигнала

вии с выбранным критерием в точках пространства сигнала, определяемых видом этого сигнала, конфигурацией частотной характеристики тракта и фазовым положением выделяемых в приемнике опорных колебаний (см. гл. 3), вырабатывает данные о величине МСИ. Эти данные поступают в *УУ*, где логически обрабатываются (если этого требует алгоритм работы АКС), усредняются, запоминаются и подаются в виде команд на управление к исполнительному звену — *КУ*. Корректирующее устройство, представляющее собой переменный корректор, по поступившим командам должно так изменить свой коэффициент передачи, чтобы вычисленное *АУ* значение МСИ уменьшилось. Произведенное изменение приводит к новой ситуации, характеризуемой, в общем случае, иными фазовыми положениями опорных колебаний приемника и отличным от предыдущего значением МСИ. Эта новая ситуация анализируется в *АУ*, вырабатываются соответствующие данные, преобразуемые *УУ* в команды для *КУ* и т. д.

Минимизация МСИ должна происходить до тех пор, пока возможности *КУ* не будут полностью исчерпаны и в системе не наступит динамическое равновесие. Процесс, приводящий к достижению такого устойчивого состояния, называется сходимостью корректора. Время, затрачиваемое на осуществление этого процесса, является одной из важнейших характеристик системы передачи, и естественно, нужно стремиться сделать его как можно меньше.

При больших исходных искажениях процесс сходимости не всегда благополучно заканчивается (см. гл. 4). Адаптивная система может войти в режим «блужданий» или «зациклиться», не обеспечив необходимую степень минимизации МСИ. Для устранения таких ситуаций *КУ* делят на две части — предварительный (гру-

бый) и основной (точный) корректоры (*ПК* и *ТК*, рис. 2.1). Точный корректор в АКС обязательно должен быть охвачен петлей обратной связи и настраиваться адаптивно, предварительный же в зависимости от условий работы, для которых предназначена аппаратура, может регулироваться как автоматически, так и вручную.

Корректирующее устройство АКС, как правило, располагается на приемной стороне до или после демодулятора приемника. Реже, в целях упрощения отдельных элементов *КУ*, его включают в состав передатчика [8]. В этом случае для управления *КУ* требуется обратный канал, что является существенным недостатком такого метода. Столь же разнообразным может быть и местоположение управляющего устройства — *УУ*.

Что касается *АУ*, то в соответствии с принципом работы АКС наиболее целесообразным местом его установки являются выходные цепи приемника. Только в этом случае процесс адаптации будет наиболее полноценным, так как оптимизации подвергается выходной параметр системы передачи. Следует заметить, что от того, где в тракте передачи сигнала располагаются устройства АКС, в значительной степени зависят такие технические характеристики системы коррекции, как длительность процесса сходимости, остаточные МСИ, влияние помехи на ход и точность коррекции, простота реализации и многие другие. Эти вопросы будут подробно исследованы ниже. Сейчас же в соответствии с задачей настоящей главы рассмотрим особенности работы одного из основных узлов АКС — корректирующего устройства.

2.2. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КУ

Процесс адаптивной коррекции можно рассматривать как минимизацию во времени некоторого функционала

$$E = F\{\dot{L}(f)\} = F\{\dot{S}(f)\,\dot{K}_{и}(f)\dot{K}_{к}(f)\,\dot{Y}(f)\}, \tag{2.1}$$

где E — параметр, характеризующий величину МСИ (E-критерий); $S(f)$ — спектр передаваемого сигнала; $\dot{K}_{и}(f)$ — коэффициент передачи искажающего звена (канала); $\dot{K}_{к}(f)$ — коэффициент передачи *КУ*; $\dot{Y}(f)$ — коэффициент, определяющий фазовое смещение спектральных компонентов сигнала относительно положения опорных колебаний приемника.

Так как значение E более просто связано с преобразованными ЧХ, чем с реальными (см. гл. 1), целесообразнее перейти к другому функционалу, жестко связанному с (2.1)

$$E = F'\{\dot{\mathcal{L}}(f)\} = F'\{\dot{C}_0(f)\,\dot{\varkappa}_{и}(f)\,\dot{\varkappa}_{к}(f)\,\dot{\mathcal{Y}}(f)\}. \tag{2.2}$$

Здесь $\dot{C}_0(f)$, $\dot{\varkappa}_{и}(f)$, $\dot{\varkappa}(f)$, $\dot{\mathcal{Y}}(f)$ — преобразованные характеристики, соответствующие реальным $\dot{S}_0(f)$, $\dot{K}_{и}(f)$, $\dot{K}_{к}(f)$, $\dot{Y}(f)$.

Запишем аргумент функционала в виде более удобном для практического использования [по аналогии с (1.25)]. Переходя к

нормированным истинным значениям СХ и ЧХ с учетом (1.23), имеем

$$\dot{\mathcal{L}}(f) = \dot{C}_0(f)\,\dot{\mathcal{K}}_{\text{и}}(f)\,\dot{\mathcal{K}}_{\text{к}}(f) = [1 + B_{\text{и}}(f)]\,[1 + B_{\text{к}}(f)]\,e^{i\,[\psi_{\text{и}}(f)+\psi_{\text{к}}(f)]}$$
$$f \in \{0,\ \Delta f_{\text{с}}\}. \qquad (2.3)$$

Здесь

$\dot{\mathcal{K}}_{\text{и}}(f) = [1 + B_{\text{и}}(f)]\,e^{i\,\psi_{\text{и}}(f)}$;

$\dot{\mathcal{K}}_{\text{к}}(f) = [1 + B_{\text{к}}(f)]\,e^{i\,\psi_{\text{к}}(f)}$;

$\dot{C}_0(f) = C_0 = 1;\quad f \in \{0,\ \Delta f_{\text{с}}\}$

и в силу истинности ЧХ $\dot{\mathcal{Y}}(f) = 1$. Необходимость рассмотрения только истинных ЧХ, как указывалось выше, обусловлена особенностями работы АКС, неразрывно связанного с конкретным приемником.

Предполагая по-прежнему, что имеющиеся отклонения АЧХ и ФЧХ относительно невелики (в рамках допусков, оговоренных в § 1.9), и пренебрегая слагаемыми высших порядков малости, на основании (2.3) находим

$$\dot{\mathcal{L}}(f) = [1 + B_{\text{и}}(f) + B_{\text{к}}(f)]\,e^{i\,[\psi_{\text{и}}(f) + \psi_{\text{к}}(f)]}.$$

Здесь выражение $1 + B_{\text{и}}(f) + B_{\text{к}}(f) = 1 + B_{\Sigma}(f)$ представляет суммарную АЧХ, а $\psi_{\text{и}}(f) + \psi_{\text{к}}(f) = \psi_{\Sigma}(f)$ суммарную ФЧХ тракта, состоящего из искажающего звена и *КУ*.

От обобщенной записи минимизируемого функционала (2.2), пользуясь формулой для E^2 (см. табл. 1.1, п. 12), можно перейти к конкретной:

$$E^2 = \frac{1}{\Delta f_{\text{с}}}\int_0^{\Delta f_{\text{с}}} B_{\Sigma}^2(f)\,df + \frac{1}{\Delta f_{\text{с}}}\int_0^{\Delta f_{\text{с}}} \psi_{\Sigma}^2(f)\,df =$$

$$= \frac{1}{\Delta f_{\text{с}}}\int_0^{\Delta f_{\text{с}}} [B_{\text{и}}(f) + B_{\text{к}}(f)]^2\,df + \frac{1}{\Delta f_{\text{с}}}\int_0^{\Delta f_{\text{с}}} [\psi_{\text{и}}(f) + \psi_{\text{к}}(f)]^2\,df. \qquad (2.4)$$

Из (2.4) видно, что условием абсолютного минимума E являются равенства

$$B_{\text{и}}(f) = -B_{\text{к}}(f) \quad \text{и} \quad \psi_{\text{и}}(f) = -\psi_{\text{к}}(f). \qquad (2.5)$$

Иными словами, корректор должен воспроизводить преобразованную ЧХ, в точности равную искаженной, но с отклонениями, имеющими обратный знак. Напомним, что для реальных ЧХ это условие является лишь частным, так как в общем случае при полном уничтожении МСИ компенсирующая реальная ЧХ может существенно отличаться от искаженной [52]. Указанное обстоятельство вносит известную неопределенность при анализе процесса минимизации E по реальным частотным характеристикам и подчеркивает преимущества преобразованных ЧХ.

Итак, в ходе коррекции МСИ необходимо стремиться к достижению предельных условий (2.5). При заданных значениях $B_{\text{и}}(f)$ и $\psi_{\text{и}}(f)$ аналитически это возможно только решением вариационной

задачи, сводящейся к целенаправленному видоизменению $B_к(f)$ и $\psi_к(f)$. Представим *КУ* АКС в виде набора подключаемых звеньев, каждое из которых имеет частотно зависимый коэффициент передачи $\Delta \dot{\varkappa}^{(j)}(f)$ (рис. 2.2). Меняя комбинацию включенных в частотный тракт звеньев (путем замыкания или размыкания соответст-

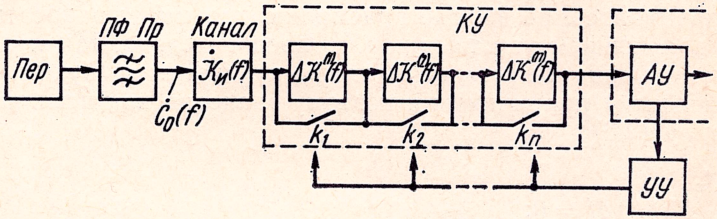


Рис. 2.2. Обобщенная модель корректирующего устройства

вующих ключей k), можно видоизменять ЧХ *КУ*, осуществляя тем самым процесс коррекции. По-прежнему учитывая линейность тракта, считаем, что приемный фильтр *ПФ Пр* находится перед искажающим звеном $\dot{\varkappa}_и(f)$ и совместно с фильтровым оборудованием передатчика формирует сигнал, удовлетворяющий условию селективности (см. § 1.6) $C_0(f)=C_0=1$.

2.3. ОПТИМАЛЬНАЯ ФОРМА ЧХ ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ОБОБЩЕННОЙ МОДЕЛИ КУ

Частотные характеристики произвольного четырехполюсника могут быть записаны бесконечным числом способов, что объясняется неопределенностью в выборе начальной фазы и угла наклона ФЧХ. В то же время в АКС приемник «воспринимает» ЧХ в определенной системе координат, определяемой фазовым положением его опорных колебаний (тактового и когерентного). Иначе говоря, приемник «видит» и анализирует истинную ЧХ (см. § 1.7).

Если предположить приемник оптимальным в отношении МСИ, то условием истинности ЧХ в соответствии с формулами табл. 1.1 (пп. 6, 8, 9, 10 и 11) явится

$$\left.\begin{aligned}\Delta &= \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B(f)\,df = 0;\\ h &= \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi(f)\,H(f)\,df = 0;\\ d &= \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi(f)\,D(f)\,df = 0,\end{aligned}\right\} \qquad (2.6)$$

где функции $H(f)$ и $D(f)$ (см. табл. 1.1, пп. 10, 11) обусловлены только параметрами модема и не зависят от ЧХ внешних элементов.

Пусть на произвольно выбранном j-м этапе коррекции суммарная ЧХ (искажающее звено +КУ) определялась зависимостями $B_{\Sigma}^{(j)}(f)$ и $\psi_{\Sigma}^{(j)}(f)$. На основании этих данных *АУ*, расположенное, как указывалось, на выходе приемника, должно выработать решение о дальнейшем управлении *КУ*. Следовательно, такая характеристика должна быть «воспринята» конкретным (будем считать оптимальным) приемником и поэтому записана как истинная. Тогда в силу (2.6),

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_{\Sigma}^{(j)}(f)\,df = 0;\\
&\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_{\Sigma}^{(j)}(f)\,H(f)\,df = 0;\\
&\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_{\Sigma}^{(j)}(f)\,D(f)\,df = 0.
\end{aligned}\right\} \qquad (2.7)$$

При следующем $(j+1)$-м шаге коррекции, когда окажется введенным очередное звено принятой модели, будет иметь место новая ЧХ, соответствующая функциям $B_{\Sigma}^{(j+1)}(f)$ и $\psi_{\Sigma}^{(j+1)}(f)$.

Определим их из выражения

$$\dot{\varkappa}_{\Sigma}^{(j+1)} = \dot{\varkappa}_{\Sigma}^{(j)}\,\dot{\varkappa}^{(j+1)} = \left[1 + B_{\Sigma}^{(j)}(f)\right]\left[1 + B^{(j+1)}(f)\right] e^{i\left[\psi_{\Sigma}^{(j)}(f) + \psi^{(j+1)}(f)\right]}, \qquad (2.8)$$

где $[1+B^{(j+1)}(f)]$ — АЧХ, а $\psi^{(j+1)}(f)$ — ФЧХ звена введенного на $(j+1)$-м шаге. Пренебрегая слагаемыми второго порядка малости, из (2.8) имеем

$$\left.\begin{aligned}
B_{\Sigma}^{(j+1)}(f) &= B_{\Sigma}^{(j)}(f) + B^{(j+1)}(f);\\
\psi_{\Sigma}^{(j+1)}(f) &= \psi_{\Sigma}^{(j)}(f) + \psi^{(j+1)}(f).
\end{aligned}\right\} \qquad (2.9)$$

Эта вновь полученная ЧХ в общем случае уже не будет истинной и приемнику придется перестроиться, т. е. изменить фазовое положение опорных колебаний. Такая перестройка, наряду с затягиванием времени коррекции, может привести к неустойчивой работе всей адаптивной системы. Вызванное изменением ЧХ смещение исходных фазовых положений опорных колебаний в определенных условиях даст увеличение МСИ вместо уменьшения, что в итоге не позволит достичь необходимого минимума МСИ. Поэтому жела-

тельно, чтобы при перестройке *КУ* вновь получаемая ЧХ была истинной в прежней системе координат, обусловленной исходными фазовыми положениями опорных колебаний приемника. Но тогда к ЧХ дополнительно вводимого четырехполюсника должны быть предъявлены какие-то специальные требования. Определим их.

Основываясь на условиях истинности (2.6) с учетом (2.9) для $(j+1)$-го шага, имеем

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_\Sigma^{(j+1)}(f)\,df = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_\Sigma^{(j)}(f)\,df + \\
&+\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B^{(j+1)}(f)\,df = 0; \\
&\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_\Sigma^{(j+1)}(f)\,H(f)\,df = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_\Sigma^{(j)}(f)\,H(f)\,df + \\
&+\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi^{(j+1)}(f)\,H(f)\,df = 0; \\
&\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_\Sigma^{(j+1)}(f)\,D(f)\,df = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_\Sigma^{(j)}(f)\,D(f)\,df + \\
&+\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi^{(j+1)}(f)\,D(f)\,df = 0.
\end{aligned}\right\} \qquad (2.10)$$

Левые слагаемые в правых частях (2.10) равны нулю по условиям (2.7). Следовательно, равны нулю и правые части, а это соответствует условиям истинности ЧХ дополнительно вводимого звена $\mathcal{K}^{(j+1)}(f)$. Таким образом, для того чтобы процесс коррекции не приводил к перестройке приемника со всеми указанными выше нежелательными последствиями, необходима истинность ЧХ переключаемых звеньев в одной и той же системе координат, определяемой единым фазовым положением опорных колебаний приемника.

2.4. ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ КУ

В реальных переменных корректорах количество варьируемых элементов, имеющих независимую конфигурацию ЧХ, как правило, невелико. В пределах же определенной конфигурации возможно изменение степени отклонения ЧХ от постоянных (пассивных) значений. Степень отклонения количественно характеризуется некоторым коэффициентом k, причем знак этого коэффициента может быть как положительным, так и отрицательным. Видо-

изменим модель *КУ* по рис. 2.2, сгруппировав звенья, имеющие одинаковую конфигурацию, и заменив каждую группу единым звеном с переменной величиной отклонения ЧХ (рис. 2.3). Коэффициент передачи *КУ* в этом случае будет

$$\dot{\mathcal{K}}_{\text{к}}(f) = \prod_{j=1}^{n} [1 - k'_j B_j(f)]\, \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\, k_j \psi_j(f)},$$

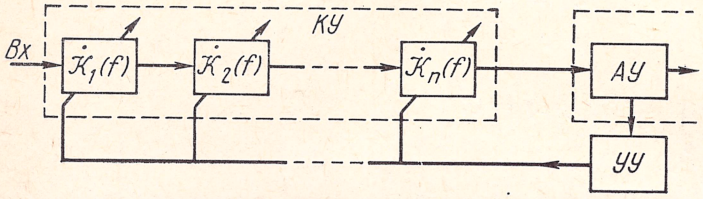


Рис. 2.3. Модель корректирующего устройства с переменной величиной отклонения ЧХ корректирующих элементов

где $B_j(f)$ — отклонение преобразованной АЧХ j-го звена; k'_j — коэффициент, определяющий величину отклонения преобразованной АЧХ j-го звена; $\psi_j(f)$ — преобразованная ФЧХ j-го звена; k_j — коэффициент, определяющий величину отклонения преобразованной ФЧХ j-го звена. Общий коэффициент передачи искажающего звена и *КУ* [$\dot{\mathcal{K}}_{\text{и}}(f)$ и $\dot{\mathcal{K}}_{\text{к}}(f)$ соответственно] будет

$$\dot{\mathcal{K}}_{\Sigma}(f) = \dot{\mathcal{K}}_{\text{и}}(f)\, \dot{\mathcal{K}}_{\text{к}}(f) =$$

$$= [1 + B_{\text{и}}(f)]\, \mathrm{e}^{\mathrm{i}\, \psi_{\text{и}}(f)} \prod_{j=1}^{n} [1 - k'_j B_j(f)]\, \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\, k_j \psi_j(f)}.$$

С учетом принятого допущения о величине отклонения (см. § 1.6 и 1.9) можем записать

$$\dot{\mathcal{K}}_{\Sigma}(f) \approx \left[1 + B_{\text{и}}(f) - \sum_{j=1}^{n} k'_j B_j(f)\right] \mathrm{e}^{\mathrm{i}\left[\psi_{\text{и}}(f) - \sum_{j=1}^{n} k_j \psi_j(f)\right]}.$$

или

$$\dot{\mathcal{K}}_{\Sigma}(f) = [1 + B_{\Sigma}(f)]\, \mathrm{e}^{\mathrm{i}\, \psi_{\Sigma}(f)},$$

где $1 + B_{\Sigma}(f) = 1 + B_{\text{и}}(f) - \sum_{j=1}^{n} k'_j B_j(f)$ есть АЧХ, а (2.11)

$$\psi_{\Sigma}(f) = \psi_{\text{и}}(f) - \sum_{j=1}^{n} k_j \psi_j(f) \qquad (2.12)$$

— ФЧХ суммарного коэффициента передачи «искажающее звено + *КУ*». В соответствии с основной формулой для E^2 (см. табл. 1.1,

п. 12) оценим общую величину МСИ пары «искажающее звено $+КУ$»:

$$E_{\Sigma}^2 = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_{\Sigma}^2(f)\,df + \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_{\Sigma}^2(f)\,df =$$

$$= \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[B_{и}(f) - \sum_{j=1}^{n} k'_j B_j(f)\right]^2 df +$$

$$+ \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[\psi_{и}(f) - \sum_{j=1}^{n} k_j \psi_j(f)\right]^2 df. \qquad (2.13)$$

При выбранной конфигурации ЧХ звеньев $КУ$ минимизацию E^2 можно осуществить, выбирая соответствующим образом значения коэффициентов k'_j и k_j. Их определение, собственно, и составляет основную задачу процесса коррекции.

Считая значение E^2 функцией многих переменных и пользуясь общим правилом, определим оптимальные значения k'_j и k_j. Для этого составим систему уравнений

$$\frac{\partial E_{\Sigma}^2(k)}{\partial k'_1} = 0; \quad \frac{\partial E_{\Sigma}^2(k)}{\partial k'_2} = 0; \quad \ldots; \quad \frac{\partial E_{\Sigma}^2(k)}{\partial k'_n} = 0;$$

$$\frac{\partial E_{\Sigma}^2(k)}{\partial k_1} = 0; \quad \frac{\partial E_{\Sigma}^2(k)}{\partial k_2} = 0; \quad \ldots; \quad \frac{\partial E_{\Sigma}^2(k)}{\partial k_n},$$

откуда находим

$$k'_{j_{опт}} = \frac{\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_{и}(f)\,B_j(f)\,df + \sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n} \frac{k'_i}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_j(f)\,B_i(f)\,df}{\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_j^2(f)\,df} \qquad (2.14)$$

и

$$k_{j_{опт}} = \frac{\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_{и}(f)\,\psi_j(f)\,df + \sum\limits_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n} \frac{k_i}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_j(f)\,\psi_i(f)\,df}{\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_j^2(f)\,df} \qquad (2.15)$$

Введем обозначения интегральных функций, которые определяются только параметрами *КУ* и не зависят от внешних ЧХ:

$$\left.\begin{aligned} R'_{ji} &= \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_j(f)\,B_i(f)\,df; \\ R_{ji} &= \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_j(f)\,\psi_i(f)\,df; \\ \mathcal{W}'_j &= \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_j^2(f)\,df; \\ \mathcal{W}_j &= \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_j^2(f)\,df. \end{aligned}\right\} \qquad (2.16)$$

Тогда

$$k'_{j_{\text{опт}}} = \frac{1}{\mathcal{W}'_j}\left[\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_{\text{и}}(f)\,B_j(f)\,df + \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n} k'_i R'_{ji}\right]; \qquad (2.17)$$

$$k_{j_{\text{опт}}} = \frac{1}{\mathcal{W}_j}\left[\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_{\text{и}}(f)\,\psi_j(f)\,df + \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n} k_i R_{ji}\right]. \qquad (2.18)$$

Учитывая полную аналогию выражений для $k'_{j_{\text{опт}}}$ и $k_{j_{\text{опт}}}$, в целях упрощения выкладок дальнейшие исследования будем проводить только в отношении фазовых искажений, считая полученные результаты справедливыми и в отношении АЧХ.

Из (2.18) следует, что в общем случае оптимальное значение k_j зависит не только от искажающей $\psi_{\text{и}}(f)$ и соответствующей корректирующей функции $\psi_{\text{к}}(f)$, но также от смежных коэффициентов k_i. Для однозначной сходимости процесса коррекции такая зависимость является крайне нежелательной, так как изменение какого-либо одного значения k вызывает изменение других и процесс коррекции приобретает итерационный характер. Это затягивает время коррекции и при больших корреляционных связях между значениями k может привести к «блужданию» или «зацикливанию» корректора. В обоих случаях достижение желаемого минимума E может не произойти.

Как видно из выражения (2.18), взаимосвязь между коэффициентами будет отсутствовать, если ввести требование взаимной ортогональности ЧХ звеньев *КУ*, т. е. принять $R_{ji}=0$. Тогда второе слагаемое в числителе выражения (2.18) будет равным нулю и формула существенно упростится:

$$k_{j_{\text{опт}}} = \frac{1}{\mathcal{W}_j}\,\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_{\text{и}}(f)\,\psi_j(f)\,df. \qquad (2.19)$$

К сожалению, условие

$$R_{ji} = \int_0^{\Delta f_c} \psi_j(f)\,\psi_i(f)\,df = 0, \tag{2.20}$$

отражающее взаимную ортогональность функций (которые носят название базисных функций корректора [36] и соответствуют в нашем случае истинным ЧХ звеньев *КУ*) далеко не всегда выполняется и подчас приходится мириться с итерационным характером процесса коррекции. Однако для уменьшения возможного нежелательного эффекта при проектировании систем передачи с АКС нужно стремиться к тому, чтобы отклонение от этого условия было минимальным.

2.5. МИНИМИЗАЦИЯ МСИ ПРИ ОРТОГОНАЛЬНЫХ БАЗИСНЫХ ФУНКЦИЯХ

Пусть условие (2.20) выполняется и справедлива упрощенная ф-ла (2.19). Возвращаясь к (2.13), применительно только к фазовым искажениям (в отношении АЧХ, как указывалось, выражения аналогичны), имеем

$$E^2_{\Sigma_{\text{мин}}} = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[\psi_{\text{и}}(f) - \sum_{j=1}^{n} k_{j_{\text{опт}}}\psi_j(f)\right]^2 df, \tag{2.21}$$

$$\text{или } E^2_{\Sigma_{\text{мин}}} = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi^2_{\text{и}}(f)\,df - 2\sum_{j=1}^{n} k_{j_{\text{опт}}}\,\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi_{\text{и}}(f)\,\psi_j(f)\,df +$$

$$+\sum_{j=1}^{n} k^2_{j_{\text{опт}}}\,\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi^2_j(f)\,df + 2\sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\sum_{i=1}^{n} k_{j_{\text{опт}}}k_{i_{\text{опт}}}\,\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi_j(f)\,\psi_i(f)\,df.$$

Подставляя в полученное выражение (2.19) и учитывая, что в соответствии с принятым условием (2.20) последнее слагаемое обращается в нуль, находим

$$E^2_{\Sigma_{\text{мин}}} = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi^2_{\text{и}}(f)\,df - 2\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{\mathcal{W}_j}\left[\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi_{\text{и}}(f)\,\psi_j(f)\,df\right]^2 +$$

$$+\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{\mathcal{W}^2_j}\,\mathcal{W}_j\left[\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi_{\text{и}}(f)\,\psi_j(f)\,df\right]^2$$

или

$$E^2_{\Sigma_{\text{мин}}} = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi^2_{\text{и}}(f)\,df - \sum_{j=1}^{n}\frac{1}{\mathcal{W}_j}\left[\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\psi_{\text{и}}(f)\,\psi_j(f)\,df\right]^2. \tag{2.22}$$

Таким образом, $E_{\Sigma\,\text{мин}}$ тем меньше, чем большее число n независимых ортогональных функций $\psi_j(f)$ заложено при разработке КУ. При этом важное значение имеет выбор оптимальной конфигурации каждой из используемых функций. В частности, функции должны удовлетворять условию замкнутости [36]. В пределе при $n\to\infty$ ансамбль замкнутых базисных функций образует полное множество и при оптимальном выборе коэффициентов k достижима абсолютная компенсация МСИ.

Однако на практике приходится ограничиваться конечным числом n и мириться с остаточными искажениями, стараясь выбрать конфигурацию ЧХ элементов КУ так, чтобы при минимальном объеме аппаратуры эти искажения не выходили за рамки допустимых значений.

2.6. МИНИМИЗАЦИЯ МСИ ПРИ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ БАЗИСНЫХ ФУНКЦИЯХ

Рассмотрим более общий случай, а именно ситуацию, когда базисные функции $\psi_j(f)$ взаимно не ортогональны. В соответствии с (2.18) можем записать

$$k_j = \frac{1}{\mathscr{W}_j}\left[-x_j + \sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n} k_i R_{ji}\right], \qquad (2.23)$$

где x_j — член, зависящий от конфигурации искаженной ЧХ:

$$x_j = -\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_и(f)\,\psi_j(f)\,df.$$

Коэффициенты $\mathscr{W}_j$ и R_{ji}, определяемые выражениями (2.16), обусловлены только параметрами аппаратуры (в частности, КУ). При последующем анализе они будут фигурировать, как заранее известные постоянные коэффициенты. При выбранном ансамбле, состоящем из n базисных функций, предполагая $\psi_и(f)$ заданным, можно составить систему из n уравнений с n неизвестными значениями $k_j\,(j=1, 2, \ldots, n)$. В соответствии с (2.23)

$$k_1 = -\frac{x_1}{\mathscr{W}_1} + k_2\frac{R_{1,2}}{\mathscr{W}_1} + k_3\frac{R_{1,3}}{\mathscr{W}_1} + \ldots + k_n\frac{R_{1,n}}{\mathscr{W}_1};$$

$$k_2 = -\frac{x_2}{\mathscr{W}_2} + k_1\frac{R_{2,1}}{\mathscr{W}_2} + k_3\frac{R_{2,3}}{\mathscr{W}_2} + \ldots + k_n\frac{R_{2,n}}{\mathscr{W}_2};$$

$$k_3 = -\frac{x_3}{\mathscr{W}_3} + k_1\frac{R_{3,1}}{\mathscr{W}_3} + k_2\frac{R_{3,2}}{\mathscr{W}_3} + \ldots + k_n\frac{R_{3,n}}{\mathscr{W}_3};$$

. . . .

$$k_n = -\frac{x_n}{\mathscr{W}_n} + k_1\frac{R_{n,1}}{\mathscr{W}_n} + k_2\frac{R_{n,2}}{\mathscr{W}_n} + \ldots + k_{n-1}\frac{R_{n,n-1}}{\mathscr{W}_n}.$$

Определяемые из такой системы значения k будут соответствовать минимально возможным при выбранных условиях значениям E^2 [ф-ла (2.13)]. Эту же задачу, но методом последовательного приближения должен «решить» и оптимально построенный адаптивный корректор.

Производя несложные преобразования, имеем

$$x_1 = -k_1\mathcal{W}_1 + k_2R_{1,2} + k_3R_{1,3} + \ldots + k_nR_{1,n};$$
$$x_2 = k_1R_{2,1} - k_2\mathcal{W}_2 + k_3R_{2,3} + \ldots + k_nR_{2,n};$$
$$x_3 = k_1R_{3,1} + k_2R_{3,2} - k_3\mathcal{W}_3 + \ldots + k_nR_{3,n};$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$x_n = k_1R_{n,1} + k_2R_{n,2} + k_3R_{n,3} + \ldots - k_n\mathcal{W}_n.$$

Решение этой системы может быть произведено матричным способом. Для этого определим детерминант D_0

$$\mathbf{D}_0 = \begin{Vmatrix} -\mathcal{W}_1 & R_{1,2} & R_{1,3} & \ldots & R_{1,n} \\ R_{2,1} & -\mathcal{W}_2 & R_{2,3} & \ldots & R_{2,n} \\ R_{3,1} & R_{3,2} & -\mathcal{W}_3 & \ldots & R_{3,n} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ R_{n,1} & R_{n,2} & R_{n,3} & \ldots & -\mathcal{W}_n \end{Vmatrix} \qquad (2.24)$$

и вспомогательные матрицы $\mathbf{M}_1$, $\mathbf{M}_2$, ..., $\mathbf{M}_n$, которые получаются из детерминанта путем замены в соответствующих столбцах значений R и $\mathcal{W}$ на x,

$$\mathbf{M}_1 = \begin{Vmatrix} x_1 & R_{1,2} & R_{1,3} & \ldots & R_{1,n} \\ x_2 & -\mathcal{W}_2 & R_{2,3} & \ldots & R_{2,n} \\ x_3 & R_{3,2} & -\mathcal{W}_3 & \ldots & R_{3,n} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ x_n & R_{n,2} & R_{n,3} & \ldots & -\mathcal{W}_n \end{Vmatrix}; \qquad (2.25)$$

$$\mathbf{M}_2 = \begin{Vmatrix} -\mathcal{W}_1 & x_1 & R_{1,3} & \ldots & R_{1,n} \\ R_{2,1} & x_2 & R_{2,3} & \ldots & R_{2,n} \\ R_{3,1} & x_3 & -\mathcal{W}_3 & \ldots & R_{3,n} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ R_{n,1} & x_n & R_{n,3} & \ldots & -\mathcal{W}_n \end{Vmatrix}.$$

Далее, по формуле Крамера находим искомые значения $k_1 = k_{1_{\text{опт}}} = M_1/D_0$; $k_2 = k_{2_{\text{опт}}} = M_2/D_0$; ...; $k_n = k_{n_{\text{опт}}} = M_n/D_0$.

2.7. ТРЕБОВАНИЯ К КУ, ПРИМЕНЯЕМЫМ В АКС

Существует большое количество различных устройств, предназначенных для видоизменения конфигурации ЧХ канала с целью коррекции линейных искажений. Наряду с общими требованиями, предъявляемыми к подобным устройствам, такими, как легкость управления, широкий диапазон регулирования, простота реализации, удобство эксплуатации, имеется ряд особенностей, харак-

терных для использования *КУ* в адаптивных системах. Важным является выбор ансамбля базисных функций и определяемых ими ЧХ элементов *КУ*.

Базисные функции должны быть замкнутыми и, по возможности, взаимно ортогональными. Несоблюдение первого условия приведет к повышению зависимости итоговой степени коррекции от конфигурации исходной искаженной характеристики. Неортогональность же, как было показано выше, может вызвать итерационность характера процесса сходимости. И то, и другое, естественно, чрезвычайно нежелательно, так как отрицательно скажется на качественных характеристиках системы передачи. Особенность базисных функций применительно к АКС состоит в принципиальной необходимости рассматривать только истинную форму соответствующих им ЧХ элементов *КУ*, так как интерес представляет лишь такая форма ЧХ, которая «воспринимается» приемником. Это условие иногда приводит к тому, что базисные функции, являющиеся взаимно ортогональными в канонической записи, после приведения к условиям истинности теряют это свойство (например, базисные функции при гармоническом корректоре, см. § 2.8).

При изменении ЧХ в процессе коррекции *АУ* приемника совместно с *УУ* постоянно вырабатывают команды для управления *КУ*, поэтому целесообразно так выбирать параметры *КУ*, чтобы изменение конфигурации ЧХ не вызывало текущей перестройки фазы опорных колебаний (когерентного и тактового). Подобная перестройка может привести к увеличению времени вхождения в связь, а при больших исходных искажениях к «зацикливанию» или «блужданию» АКС. Таким образом, желательно, чтобы *КУ* при любом положении регуляторов воспроизводило истинные ЧХ в единой фазовой системе координат.

Процесс адаптации, как правило, длится в течение всего периода работы системы «передача — прием». В этих условиях изменение конфигурации ЧХ в процессе коррекции не должно приводить к резким изменениям величины МСИ и, следовательно, к периодическому снижению помехоустойчивости. Поэтому для *КУ*, входящих в АКС, необходима плавность либо небольшая ступенчатость при переходе от одной конфигурации ЧХ к другой. Управляющие входы *КУ* должны легко сопрягаться с датчиками сигналов, которые формирует логическая схема *УУ*.

2.8. ВИДЫ КУ, ПРИМЕНЯЕМЫХ В АКС

В настоящее время описано много видов корректоров, пригодных в большей или меньшей степени для использования в качестве *КУ* АКС. Вряд ли кто-либо взял бы на себя смелость рекомендовать какую-либо одну схему, как наиболее подходящую для всех модификаций АКС. Выбор того или иного варианта *КУ* зависит от очень многих условий и единой рекомендации здесь быть не может.

Цепь корректирующих звеньев. Схема такого *КУ* представляет собой набор четырехполюсников, каждый из которых имеет определенную конфигурацию частотной характеристики (рис. 2.4). В

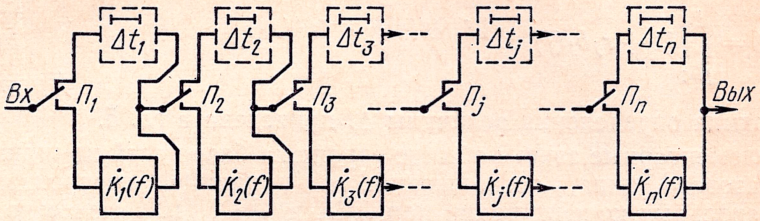


Рис. 2.4. Схема корректора, состоящего из набора переключаемых корректирующих звеньев

зависимости от положения переключателя $П_j$ соответствующее ему звено либо оказывается включенным в тракт передачи, либо обходится сигналом (временно будем считать, что элементы Δt, обведенные пунктиром, отсутствуют и заменены перемычками).

Общий коэффициент передачи цепи можно записать следующим образом:

$$\dot{K}_к(f) = \prod_{j=1}^{n} [1 + r_j b_j(f)] e^{i r_j \varphi_j(f)},$$

где $b_j(f)$ — отклонение АЧХ, а $\varphi_j(f)$ — ФЧХ j-го звена. Коэффициент r_j принимает значение единицы или нуля в зависимости от положения соответствующего переключателя.

При построении такого *КУ* важное значение имеет выбор формы ЧХ элементарных звеньев. От того, насколько оптимально выбраны характеристики каждого звена, зависит общее количество звеньев, необходимое для получения требуемой точности коррекции, а следовательно, такие важные параметры аппаратуры, как время сходимости *КУ* и объем оборудования. Выбору конфигурации ЧХ элементарных звеньев посвящено много работ в технической литературе (см., например, [35], [36], [37]). Более подробно этот вопрос, применительно к условиям работы *КУ* в АКС, будет рассмотрен и в данной книге (см. гл. 3). Отметим один из существенных недостатков *КУ*, построенного на базе переключаемых корректирующих звеньев — подключение (отключение) звена неизбежно должно привести к изменению времени распространения сигнала. Это нарушает «истинность» ЧХ и вызывает перестройку фаз опорных колебаний приемника, которая может длиться достаточно долго, так как системы выделения опорных колебаний имеют, как правило, большую инерционность.

Положение можно существенно улучшить, введя вместо отключаемого звена $K_j(f)$ эквивалентную линию задержки Δt_j (показано пунктиром на рис. 2.4). Если величина задержки Δt_j выбрана оптимально, то изменение положения переключателя $П_j$ не приве-

дет к перестройке фазы опорных колебаний приемника и нежелательные явления в процессе коррекции будут отсутствовать. В этом случае коэффициент передачи можно записать в следующем виде:

$$\dot{K}_{\text{к}}(f) = \prod_{j=1}^{n} [1 + r_j b_j(f)] \, e^{i [r_j \psi_j(f) + 2\pi(1-r_j)\Delta t_j f]}. \qquad (2.26)$$

Методика определения величины Δt приведена в гл. 5.

Элементарные звенья обычно строят на базе цепей неминимально-фазового типа, позволяющих, в принципе, воспроизводить произвольные конфигурации пар АЧХ и ФЧХ [10]. Известно много различных вариантов построения корректирующих звеньев [2], [38], [40], [64]. В последнее время находят широкое применение звенья, построенные на базе активных элементов — транзисторов и операционных усилителей, обладающие малыми габаритами и высокой надежностью.

Корректирующие звенья с регулируемой характеристикой. Ступенчатый характер изменения ЧХ, специфичный для описанного выше *КУ* и являющийся одним из его основных недостатков, будет отсутствовать, если вместо подключения — отключения звена использовать элементы с плавно изменяющейся ЧХ (см. рис. 2.3). Развитие микроэлектроники и, в частности, создание малогабаритных, высоконадежных операционных усилителей и гираторов [59] позволило создать относительно простые и удобные в эксплуатации схемы корректирующих звеньев с переменной конфигурацией ЧХ и электронным управлением [38], [40]. На практике, как правило, используют набор звеньев, каждое из которых корректирует независимо АЧХ или ФЧХ, и в процессе регулировки изменяется лишь степень отклонения характеристик от постоянных значений, а конфигурация соответствующей ЧХ остается постоянной. Общий коэффициент передачи такой цепи будет иметь вид

$$\dot{K}_{\text{к}}(f) = \prod_{j=1}^{n} [1 + v'_j b_j(f)] \, e^{i v_j \varphi(f)},$$

где v_j и v'_j — коэффициенты, характеризующие вводимую степень отклонения соответствующей ЧХ. Для звеньев, корректирующих АЧХ, $v_j = 0$, а для корректирующих ФЧХ $v'_j = 0$.

В целях повышения скорости сходимости и устойчивости работы АКС частотные характеристики всех звеньев должны быть истинными в единой фазовой системе координат, а их преобразованные значения — взаимно ортогональными (см. § 2.4). Однако на практике эти условия подчас трудно выполнимы из-за сложности реализации соответствующих звеньев. Кроме того, очень трудно добиться независимой регулировки только АЧХ или только ФЧХ [40], что при работе АКС может вызвать итерационный характер процесса сходимости.

Особый и очень широкий класс *КУ* составляют так называемые полиномные корректоры [25], [36]. Коэффициент передачи этих устройств в общем виде может быть представлен конечной суммой базисных функций $z_j(f)$ с соответствующими коэффициентами $\dot{K}_к(f) = \sum_{j=0}^{n} v_j \dot{z}_j(f)$. Процесс коррекции сводится к отысканию значений таких коэффициентов v_j, чтобы в итоге минимизировать выбранный параметр, характеризующий степень МСИ. Наиболее типичным полиномным корректором является гармонический. Ввиду широкого распространения этого вида корректоров рассмотрим его подробнее.

Гармонический корректор. Функциональная схема гармонического корректора[1] в общем виде представлена на рис. 2.5. Он со-

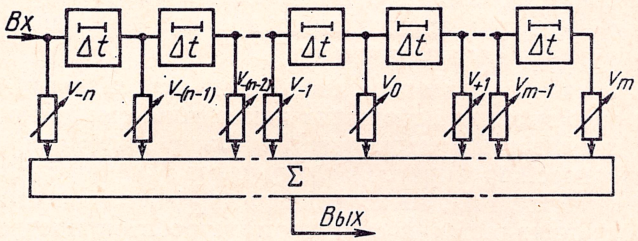


Рис. 2.5. Схема гармонического корректора

стоит из линии задержки сигнала с $n+m+1$ отводами, которые через регулируемые усилители (аттенюаторы) соединены с выходным сумматором.

Первое сообщение об использовании гармонического корректора в устройствах для передачи данных было сделано в 1961 г. американской фирмой «ACF Industries Inc» [67]. Первоначально такие *КУ* применялись исключительно в качестве корректора канала. Общая тенденция к увеличению скорости передачи и повышению степени автоматизации работы аппаратуры ПД привела к отказу от неудобных в эксплуатации корректоров канала и переходу к более прогрессивным методам, в частности к методу адаптивной коррекции сигнала. Здесь преимущества гармонического корректора проявились наиболее полно. Корректирующее устройство, построенное на основе такого корректора, в силу удобства электронного управления и возможности раздельного плавного изменения затухания по отводам очень удачно вписывается в систему автоматического регулирования, какой является АКС. Немаловажную роль имеет гармонический характер базисных функций такого *КУ*, что в силу быстрой сходимости ряда Фурье обусловливает хорошие динамические свойства АКС и высокую точность коррекции.

[1] Гармонический корректор (иначе — фильтр Калмана, или трансверсальный корректор) был изобретен в 1935 г. Винером и Ли [80], а первое описание его появилось в 1940 г. [71].

Не свободен он, к сожалению, и от недостатков. Некоторые литературные источники (например [20]) указывают на взаимную ортогональность базисных функций, характерных для гармонического корректора. Это верно до тех пор, пока ЧХ коэффициента передачи рассматриваются без учета формы спектра сигнала и независимо от условий приема его конкретным приемником. Однако, как будет показано ниже, базисные функции гармонического корректора, записанные с учетом особенности восприятия их приемником (истинные ЧХ), даже для прямоугольной огибающей спектра сигнала уже не являются взаимно ортогональными. Кроме того, при переходе в процессе коррекции от одной конфигурации ЧХ к другой нарушается их истинность, что вызывает текущую перестройку фазы опорных колебаний приемника. Оба недостатка в некоторых случаях осложняют процесс сходимости *КУ* на базе гармонического корректора в АКС и приводят к различного рода нежелательным явлениям (затягиванию времени коррекции, итерационному характеру сходимости и др.).

Гармонический корректор целесообразно использовать для выравнивания относительно небольших искажений, так как в противном случае существенно увеличивается объем оборудования и усложняется процесс коррекции. Поэтому такое *КУ*, как правило, используют в качестве точного корректора, предполагая, что грубая коррекция осуществляется посредством устройства предварительного выравнивания, построенного, например, на базе набора переключаемых звеньев [13], [33], [46].

Рассмотрим отдельные варианты использования гармонического корректора в качестве *КУ* АКС.

Гармонический корректор видеосигнала. Для этого вида корректора справедлива обобщенная функциональная схема по рис. 2.5. Коэффициент передачи без учета абсолютного времени запаздывания, равного $n\Delta t$, можно записать следующим образом:

$$\dot{K}_{\text{к}}(F) = \sum_{j=-n}^{m} v_j e^{-i\, j\, 2\pi F \Delta t} = \sum_{j=-n}^{m} v_j e^{-i\, j\, \pi F/F_{\text{c}}}, \qquad (2.27)$$

где v_j — коэффициент, характеризующий степень затухания по соответствующему отводу.

Переходя к тригонометрической записи, получаем $\dot{K}_{\text{к}}(F) = \sum_{j=-n}^{m} v_j[\cos(j\pi F/F_{\text{c}}) - i \sin(j\pi F/F_{\text{c}})]$. Предполагая $n=m$ и объединяя попарно члены, имеющие равные частоты, находим $\dot{K}_{\text{к}}(f) = v_0 + \sum_{j=1}^{n} (v_j + v_{-j}) \cos(j\pi F/F_{\text{c}}) + i \sum_{j=1}^{n} (v_{-j} - v_j) \sin(j\pi F/F_{\text{c}})$.

Из полученного выражения видно, что попарное равновеликое изменение затухания по отводам в одну и ту же сторону приводит к изменению только синфазной составляющей ЧХ коэффициента передачи, а во взаимно противоположную сторону — только квадратурной составляющей. Предполагая по-прежнему, что вводимые

отклонения ЧХ от постоянного значения невелики и считая v_0 нормированным ($v_0=1$), можно определить выражения для АЧХ и ФЧХ корректора:

$$b(F) \approx \sum_{j=1}^{n} v''_j \cos(j\pi F/F_c); \quad \varphi(F) \approx \sum_{j=1}^{n} v'_j \sin(j\pi F/F_c). \tag{2.28}$$

Здесь $v'_j = v_{-j} - v_j$ и $v''_j = v_{-j} + v_j$. При такой записи имеет место взаимная ортогональность между гармоническими слагаемыми как АЧХ, так и ФЧХ. Действительно

$$\int_0^{F_c} \cos(l\pi F/F_c)\cos(k\pi F/F_c)\,dF = 0 \text{ и}$$

$$\int_0^{F_c} \sin(l\pi F/F_c)\sin(k\pi F/F_c)\,dF = 0$$

при $l=1, 2, \ldots, n$; $k=1, 2, \ldots, n$; $l \neq k$.

Проверим, соблюдаются ли условия истинности ЧХ, синтезируемых гармоническим корректором при работе его в составе АКС, т. е. в паре с приемником сигнала. Для наглядности произведем оценку на примере оптимального приемника и сигнала, имеющего прямоугольную конфигурацию спектра, так как расчетные выражения при этом существенно упрощаются. В соответствии с табл. 1.2, п. 2 для этого случая преобразованные ЧХ равны реальным, т. е. $\psi(F)=\varphi(F)$ и $B(F)=b(F)$. Условием истинности явится (2.6) $\Delta=0$ и $h=0$, где Δ и h находятся по формулам табл. 1.1, пп. 9, 10 с учетом специфики видеосигнала (табл. 1.2, пп. 3, 6).

$$\Delta = \frac{1}{F_c}\int_0^{F_c} B(F)\,dF; \quad h = \frac{1}{F_c}\int_0^{F_c} \psi(F)\,H(F)\,dF, \tag{2.29}$$

причем для данного случая $H(F) = \dfrac{\beta(F)}{A_3}$; $\beta(F)=F$; $A_3 = \dfrac{1}{F_c}\displaystyle\int_0^{F_c} \beta^2(F)\,dF = \frac{F_c^3}{3}$.

Подставляя (2.28) в (2.29), имеем

$$\Delta = \frac{1}{F_c}\int_0^{F_c} \sum_{j=1}^{n} v''_j \cos j\pi \frac{F}{F_c}\,dF = \sum_{j=1}^{n} v''_j \int_0^1 \cos j\pi z\,dz = 0;$$

$$h = \frac{3}{F_c^3}\int_0^{F_c} F \sum_{j=1}^{n} v'_j \sin j\pi \frac{F}{F_c}\,dF =$$

$$= \frac{3}{F_c}\sum_{j=1}^{n} v'_j \int_0^1 z \sin j\pi z\,dz = \frac{3}{F_c}\sum_{j=1}^{n} v'_j (-1)^{j+1}\frac{1}{j\pi} \neq 0.$$

Таким образом, из двух условий истинности одно не выполняется. Поскольку поправочный коэффициент h, характеризующий смещение по фазе тактового колебания, необходимое для получения минимума МСИ, зависит от величины затухания по отводам v', оптимальный приемник должен в процессе коррекции постоянно перестраиваться. Следовательно, гармонический корректор в простей-

шем виде, к сожалению, не обеспечивает истинности ЧХ в постоянной фазовой системе координат.

На основании табл. 1.1, пп. 6, 8 и с учетом того, что для видеосигнала $d=0$, найдем истинные ЧХ, формируемые гармоническим корректором:

$$B_{\text{ист}}(F) = B(F) - \Delta = \sum_{j=1}^{n} v_j'' \cos j\pi \frac{F}{F_c};$$

$$\psi_{\text{ист}}(F) = \psi(F) - hF = \sum_{j=1}^{n} v_j' \left[\left(\sin j\pi \frac{F}{F_c}\right) - \frac{3(-1)^{j+1}}{j\pi} \frac{F}{F_c}\right].$$

Теперь проявляется второй недостаток гармонических корректоров — неортогональность базисных функций при записи их в истинной форме. Действительно, в общем виде

$$v_{k,l} = \frac{1}{F_c} \int_0^{F_c} \left[\left(\sin k\pi \frac{F}{F_c}\right) - \frac{3(-1)^{k+1}}{k\pi} \frac{F}{F_c}\right] \left[\left(\sin l\pi \frac{F}{F_c}\right) - \frac{3(-1)^{l+1} F}{l\pi \quad F_c}\right] dF =$$

$$= -\frac{3(-1)^{k+l}}{kl\pi^2} \neq 0; \quad k \neq l. \tag{2.30}$$

Здесь k и l положительные целые числа, являющиеся номерами базисных функций. Из (2.30) видно, что степень неортогональности различных базисных функций различна. Она обратно пропорциональна номерам соответствующих коэффициентов и (без учета знака) характеризуется зависимостью $|v_{k,l}| \approx \approx 3/\pi^2 kl$. Значение $v_{k,l}$ в соответствии с (2.16) есть элемент R_{ji} матриц (2.24) и (2.25), используемых для нахождения оптимальных весовых коэффициентов (величин затухания по отводам), поиск которых составляет задачу коррекции при неортогональности базисных функций.

Гармонический корректор моноплоскостного радиосигнала. При построении функциональной схемы адаптивного приемника большое значение имеет место расположения *КУ* в тракте передачи сигнала. Во многих случаях целесообразным является установка корректора на входе приемника, так как при его работе оптимизируется не только сигнал (с точки зрения минимизации МСИ), но и облегчаются условия выделения опорных колебаний приемника [13, 46, 52]. Известно, что стабильность фазы когерентного и тактового колебаний находится в прямой зависимости от качества используемого для их формирования сигнала. Рассмотрим особенности работы гармонического корректора, расположенного в радиотракте приемника, на примере широко используемого моноплоскостного сигнала с одной боковой полосой.

В соответствии с обобщенной схемой (рис. 2.5) и в силу выражения (2.27) коэффициент передачи гармонического корректора (без учета постоянного запаздывания) будет

$$\dot{K}_{\text{к}}(F_0, f) = \sum_{j=-n}^{m} v_j e^{-i\,2\pi j \Delta t (F_0 + f)} =$$

$$= \sum_{j=-n}^{m} v_j e^{-i j \pi F_0/f_c} e^{-i j \pi f/f_c} = \sum_{j=-n}^{m} v_j^{\vee} e^{-i j \pi f/f_c}, \tag{2.31}$$

где $v^{v}_{j}=v_{j}[\cos j\pi F_0/f_c - i\sin (j\pi F_0/F_c)]$. Из полученного выражения следует, что в общем случае весовой коэффициент имеет комплексную форму и зависит от номера базисной функции. Это обстоятельство принципиально не является препятствием для нормальной работы корректора, так как влияние квадратурной составляющей коэффициента может быть учтено при синтезе алгоритма АКС (если только отсутствуют ситуации, когда $j\pi F_0/F_c = k\pi/2$, где k — элемент ряда целых нечетных чисел). Однако аппаратурная реализация АКС при комплексном v^{v}_{j} существенно усложняется, так как увеличивается размах динамической перестройки приемника в процессе коррекции, расширяется необходимый рабочий диапазон регуляторов и т. п. Поэтому на практике выбирают такое значение F_0, при котором выполняется условие

$$j\pi F_0/f = l2\pi, \tag{2.32}$$

где l — любые целые числа. Тогда ф-ла (2.31) преобразуется в выражение, аналогичное полученному для видеосигнала (2.27), так как $v^{v}_{j}=v_j$. Отсюда находим соотношение для определения оптимального значения несущего колебания (выбирать величину f_c не приходится, так как она жестко связана со скоростью передачи $B_л=2f_c$):

$$F_0 = hf_c, \tag{2.33}$$

где h — любые целые четные числа.

Переходя к тригонометрической форме по аналогии с предыдущим анализом для видеосигнала, имеем

$$\dot{K}_к(f) = v_0 + \sum_{j=1}^{n} v''_j \cos j\pi \frac{f}{f_c} + i\sum_{j=1}^{n} v'_j \sin j\pi \frac{f}{f_c}, \text{ где } v''_j = v_{-j} + v_j \text{ и } v'_j = v_{-j} - v_j.$$

(Здесь также предполагается $n=m$). Отсюда

$$b(f) \approx \sum_{j=1}^{n} v''_j \cos j\pi \frac{f}{f_c}; \quad \varphi(f) \approx \sum_{j=1}^{n} v'_j \sin j\pi \frac{f}{f_c}. \tag{2.34}$$

Определим в общем случае преобразованные ЧХ по формулам табл. 1.1 и 1.2:

$$B(f) = S_0(f)\,b(f) + S_0(-f)\,b(-f) + S_0(2f_c - f)\,b(2f_c - f) =$$

$$= S_0(f)\sum_{j=1}^{n} v''_j \cos j\pi \frac{f}{f_c} + S_0(-f)\sum_{j=1}^{n} v''_j \cos j\pi \frac{f}{f_c} + S_0(2f_c - f)\times$$

$$\times \sum_{j=1}^{n} v''_j \cos j\pi \frac{2f_c - f}{f} = [S_0(f_c) + S_0(-f) + S_0(2f_c - f)]\times$$

$$\times \sum_{j=1}^{n} v''_j \cos j\pi \frac{f}{f_c} = \sum_{j=1}^{n} v''_j \cos j\pi \frac{f}{f_c};$$

$$\Psi(f) = S_0(f)\,\varphi(f) - S_0(-f)\,\varphi(-f) - S_0(2f_c - f)\,\varphi(2f_c - f) =$$

$$= S_0(f) \sum_{j=1}^{n} v'_j \sin j\pi \frac{f}{f_c} + S_0(-f) \sum_{j=1}^{n} v'_j \sin j\pi \frac{f}{f_c} - S_0(2f_c - f) \times$$

$$\times \sum_{j=1}^{n} v'_j \sin j\pi \frac{2f_c - f}{f_c} = [S_0(f) + S_0(-f) + S_0(2f_c - f)] \times$$

$$\times \sum_{j=1}^{n} v'_j \sin j\pi \frac{f}{f_c} = \sum_{j=1}^{n} v'_j \sin j\pi \frac{f}{f_c}.$$

Таким образом, и в этом случае преобразованные ЧХ, записанные в канонической форме вне зависимости от конфигурации исходного спектра сигнала (но удовлетворяющего на передаче условию селективности), соответствуют преобразованным ЧХ для сигнала с прямоугольной конфигурацией спектра. Кроме того (опуская доказательство из-за громоздкости выкладок), здесь, как и для видеосигнала, при переходе от частных преобразованных ЧХ к истинным (см. табл. 1.2) нарушается исходная взаимная ортогональность базисных функций, а при изменении затухания по отводам отсутствует истинность ЧХ в единой фазовой системе координат. Эти нежелательные факторы усугубляются еще и тем, что появляется необходимость выбора оптимальной начальной фазы, характеризуемой коэффициентом d (см. табл. 1.2, п. 7). Таким образом, *КУ* в виде гармонического корректора моноплоскостного радиосигнала при использовании в АКС имеет те же недостатки, что и гармонический корректор видеосигнала.

Гармонический корректор квадратурного радиосигнала. Если при детектировании на приеме интерес представляет не только синфазная составляющая сигнала, но и квадратурная (ДОФМ, ТОФМ), то используют более сложные схемы гармонических корректоров, чем представленная на рис. 2.5 На рис. 2.6 изображена

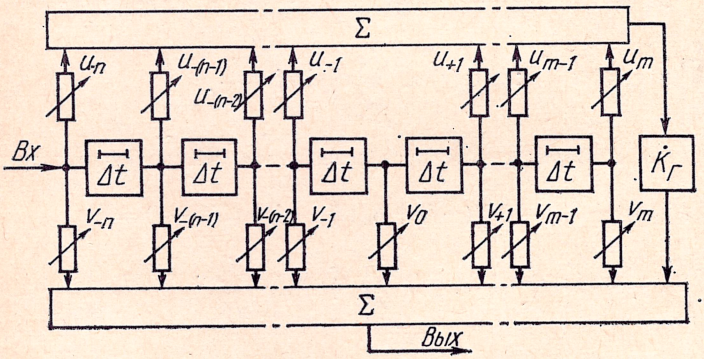


Рис. 2.6. Схема гармонического корректора квадратурного сигнала

структурная схема одного из широко распространенных видов гармонических корректоров [42, 69, 72], предназначенного для выравнивания линейных искажений квадратурных сигналов.

Его отличает наличие дополнительной системы отводов $\{u_j\}$ и соответствующего сумматора, выход которого через преобразователь Гильберта $\dot{K}_\Gamma$ соединен с одним из входов сумматора основной системы отводов $\{v_j\}$. Преобразователь Гильберта [1, 30] осуществляет разворот всех компонентов спектра сигнала на 90°, обеспечивая условия для компенсации откликов импульсной реакции, находящихся в квадратуре по отношению к плоскости основного сигнала. Математически преобразование Гильберта записывается следующим образом:

$$\eta(x) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\xi(z)}{x - z} dz.$$

Здесь $\eta(x)$ и $\xi(x)$ — две функции, связанные преобразованием Гильберта. Коэффициент передачи звена, осуществляющего указанное преобразование [16], будет

$$\dot{K}_\Gamma = e^{i\pi/2}. \tag{2.35}$$

Определим общий коэффициент передачи $КУ$ по рис. 2.6. Ввиду линейности всех элементов можно записать

$$\dot{K}_к(f, F_0) = \dot{K}_u(f, F_0)\dot{K}_\Gamma + \dot{K}_v(f, F_0), \tag{2.36}$$

где $\dot{K}_u(f, F_0)$ — коэффициент передачи участка схемы между входами корректора и преобразователя Гильберта, а $\dot{K}_v(f, F_0)$ — между входом и выходом корректора без учета цепи с преобразователем. На основании (2.31) имеем

$$\left.\begin{aligned} \dot{K}_v(f, F_0) &= \sum_{j=-n}^{m} v_j^{\vee} e^{-i j \pi f/f_c}; \\ \dot{K}_u(f, F_0) &= \sum_{j=-n}^{m} u_j^{\vee} e^{-i j \pi f/f_c}. \end{aligned}\right\} \tag{2.37}$$

Здесь $v_j^{\vee} = v_j\left(\cos j\pi \frac{F_0}{f_c} - i \sin j\pi \frac{F_0}{f_c}\right)$;

$u_j^{\vee} = u_j\left(\cos j\pi \frac{F_0}{f_c} - i \sin j\pi \frac{F_0}{f_c}\right)$.

Подставляя (2.35) и (2.37) в (2.36), находим в общем виде

$$\dot{K}_к(f, F_0) = \sum_{j=-n}^{m} u_j^{\vee\vee} e^{-i j \pi f/f_c} + \sum_{j=-n}^{m} v_j^{\vee} e^{-i j \pi f/f_c},$$

где $u_j^{\vee\vee} = u_j\left[\cos\left(j\pi \frac{F_0}{f_c} - \frac{\pi}{2}\right) - i \sin\left(j\pi \frac{F_0}{f_c} - \frac{\pi}{2}\right)\right] =$

$= u_j\left[\sin j\pi \frac{F_0}{f_c} + i \cos j\pi \frac{F_0}{f_c}\right]$.

В данном случае также желательно выполнение условия (2.33) (хотя по-прежнему не необходимо), так как в противном случае алгоритм настройки *КУ* чрезвычайно усложняется. С учетом (2.33) имеем $u^{vv}{}_j = iu_j$; $v^{v}{}_j = v_j$. Тогда

$$\dot{K}_к(f) = i \sum_{j=-n}^{m} u_j e^{-i j \pi f/f_c} + \sum_{j=-n}^{m} v_j e^{-i j \pi f/f_c}.$$

Переходя к тригонометрической форме записи и предполагая, как и ранее, $n=m$, находим

$$\dot{K}_к(f) = v_0 + \sum_{j=1}^{n} \left[v''_j \cos j\pi \frac{f}{f_c} - u''_j \sin j\pi \frac{f}{f_c} \right] +$$

$$+ i \sum_{j=1}^{n} \left[v'_j \sin j\pi \frac{f}{f_c} + u'_j \cos j\pi \frac{f}{f_c} \right], \qquad (2.38)$$

где $v''{}_j = v_{-j} + v_j$; $u''{}_j = u_{-j} - u_j$; $v'{}_j = v_{-j} - v_j$; $u'{}_j = u_{-j} + u_j$. Отсюда определим значение АЧХ и ФЧХ:

$$\left.\begin{aligned} b(f) &\approx \sum_{j=1}^{n} \left[v''_j \cos j\pi \frac{f}{f_c} - u''_j \sin j\pi \frac{f}{f_c} \right]; \\ \varphi(f) &\approx \sum_{j=1}^{n} \left[v'_j \sin j\pi \frac{f}{f_c} + u'_j \cos j\pi \frac{f}{f_c} \right]. \end{aligned}\right\} \qquad (2.39)$$

Из выражения (2.39) видно, что базисные функции АЧХ и ФЧХ состоят из двух компонентов, каждый из которых имеет независимый весовой коэффициент. Процесс коррекции сводится к варьированию значениями этих коэффициентов с целью минимизации влияния данного элемента сигнала на соседние в плоскости, синфазной с основным отсчетным значением этого элемента (v'_j и v''_j), и плоскости, квадратурной ей, в которой расположен смежный сигнал (u'_j и u''_j).

Не останавливаясь на исследовании особенностей такого *КУ*, укажем лишь, что корректор с преобразователем Гильберта имеет все указанные в предыдущих параграфах положительные и отрицательные качества, свойственные гармоническим корректорам.

Гармонический корректор с обратной связью. Описанные выше гармонические корректоры имеют существенный реализационный недостаток. Для получения высокой точности выравнивания необходимо иметь достаточно длинную линию задержки, которая, как правило, является наиболее сложным и трудно реализуемым эле-

ментом корректора. Советскими учеными [5] предложена оригинальная схема гармонического корректора с обратной связью, позволяющая значительно упростить *КУ* за счет уменьшения вдвое длины линии задержки. Функциональная схема одного из вариантов такого корректора показана на рис. 2.7.

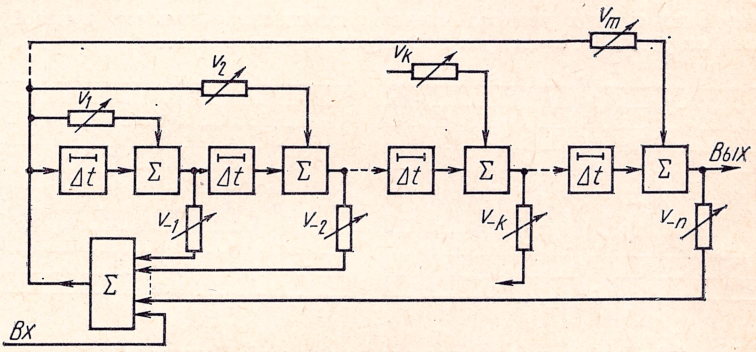


Рис. 2.7. Схема гармонического корректора с обратными связями

Суммирование сигналов в этой схеме осуществляется в цепях прямой и обратной связи, включенных так, что каждый из элементов запаздывания используется дважды. Структура схемы при соблюдении определенной методики настройки [4] обеспечивает почти полную независимость органов регулировки, что позволяет сравнительно просто автоматизировать процесс коррекции. Это особенно важно при использовании такого корректора в качестве *КУ* АКС, так как однозначность процесса сходимости значительно сокращает время вхождения в связь и уменьшает возможную потерю начальных массивов информации.

Однако несмотря на существенные преимущества, корректоры с обратной связью все-таки не получили широкого распространения. Дело в том, что наличие обратной связи в определенной ситуации может привести к самовозбуждению, бороться с которым чрезвычайно сложно. Изящным приемом с использованием критерия самовозбуждения Найквиста в [15] выведены условия, при которых система оказывается нестабильной. Указанная ситуация может возникнуть на разных этапах коррекции, и предупредить ее появление очень трудно.

Корректор на базе полиномов Лежандра. Как указывалось выше, для оптимального построения *КУ* необходимо рационально выбрать вид базисных функций. Правильный выбор их во многом определяет качественные характеристики АКС в целом. Применительно к задаче построения АКС, предназначенного для работы по стандартному каналу ТЧ, близкими к оптимальным являются базисные функции, соответствующие по конфигурации ортогональным полиномам Лежандра.

Прежде чем перейти к описанию свойств этого типа корректоров, приведем основные данные об указанных полиномах. Полиномы Лежандра [63] представляют собой ансамбль функций, взаимно ортогональных на интервале $-1<z<1$. При этом n-й член разложения может быть найден по формуле Родрига

$$L_n(z) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dz^n} (z^2-1)^n.$$

Конфигурация первых четырех членов разложения (включая нулевой) представлена на рис. 2.8*а*, а четырех последующих — на рис. 2.8*б*.

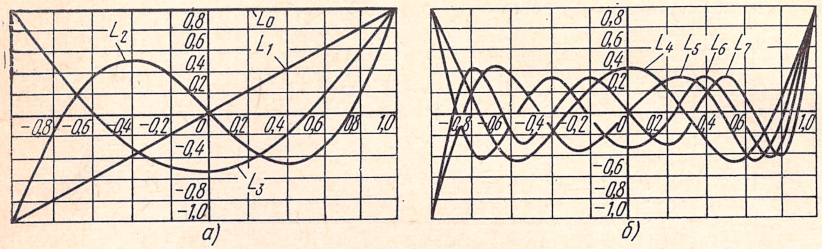


Рис. 2.8. Графическое представление функций Лежандра

Любую функцию $F(z)$ (с несущественными для нашего случая ограничениями), определенную на интервале $z\in\{-1, 1\}$, можно представить в виде суммы полиномов Лежандра с определенными весовыми коэффициентами v_j

$$F(z) = v_0 L_0(z) + v_1 L_1(z) + v_2 L_2(z) + \ldots, \qquad (2.40)$$

где

$$v_n = \frac{\int_{-1}^{1} F(z)\, L_n(z)\, dz}{\int_{-1}^{1} L_n^2(z)\, dz} = \mathscr{L}_n \int_{-1}^{1} F(z)\, L_n(z)\, dz, \qquad (2.41)$$

$\mathscr{L}_n$ — постоянный для данного n коэффициент.

Если под $F(z)$ понимать ФЧХ, а интервал $\{-1, 1\}$ заменить интервалом $\{0, \Delta f_c\}$, то, сравнивая выражение для преобразованной ЧХ (см. табл. 1.1, п. 6) с ф-лой (2.40) и выражения для $h_{опт}$ и $d_{опт}$ (см. табл. 1.1 пп. 10, 11) с ф-лой (2.41), можно заметить явное сходство их структур. При прямоугольной конфигурации спектра сигнала графики $D(f)$ и $\gamma(f)$ представляют собой ровную линию, параллельную оси абсцисс, а графики $H(f)$ и $\beta(f)$ — наклонную прямую линию, т. е. конфигурацию, идентичную нулевому и первому членам разложения Лежандра. Поэтому оптимальный приемник, преобразуя реальную ФЧХ в истинную, автоматически исключает из искаженной ФЧХ два первых члена разложения Лежандра (нулевой и первый)[1]. Поскольку только за счет работы приемника в конфигурации ЧХ исключаются два первых члена разложения Лежандра, естественно выбирать базисные функции *КУ* как продолжение начатого ряда, т. е. также в виде функций Лежандра, начиная со второго. Это, вследствие взаимной ортого-

[1] Напомним, что для оптимального приемника h и d равны нулю.

нальности функций, с одной стороны, не приведет к текущей перестройке приемника в процессе коррекции, а с другой, — не явится причиной «блуждений» в процессе настройки АКС за счет перемещения по фазе выделяемых опорных колебаний приемника. Если спектр сигнала отличен от прямоугольного, то можно преобразовать конфигурацию нескольких первых членов разложения (не нарушая их ортогональность), сохранив эффект компенсации приемником двух первых членов. Рассмотрим теперь два последующих члена разложения Лежандра — второй и третий.

Как известно, в стандартном канале ТЧ, широко используемом для передачи данных, преобладают фазовые искажения, в то время как неравномерность АЧХ относительно невелика. В характеристике группового времени запаздывания (ХГВЗ) канала ТЧ, жестко связанной дифференциальным преобразованием с ФЧХ соотношением $\tau(f) = d\varphi(f)/d2\pi f$, можно проследить два компонента, в значительной степени обусловливающих МСИ [61]. Это наклонный и параболический компоненты (пример на рис. 2.9*а* — кривые

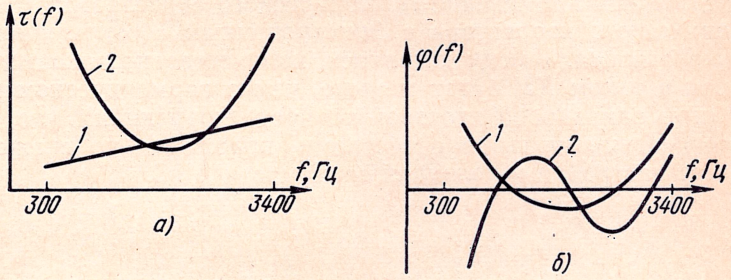


Рис. 2.9. Основные компоненты характеристик группового времени запаздывания стандартного канала ТЧ (*а*) и соответствующие им истинные ФЧХ (*б*)

1 и *2* соответственно). Для борьбы с этими составляющими в модеме используются специальные предварительные фазовые корректоры [2, 4, 61], однако полного подавления их влияния, как правило, не достигается. Эти компоненты ЧХ по-прежнему остаются наиболее весомой причиной искажений, убрать которые должен точный корректор. Анализ показывает, что обе составляющие при пересчете в истинную форму ФЧХ (рис. 2.9*б*) хорошо аппроксимируются двумя членами полинома Лежандра: наклонная составляющая — вторым, а параболическая — третьим (наименование кривых соответствует форме ХГВЗ). Если при этом учесть, что два первых члена разложения Лежандра автоматически убираются оптимальным приемником (нулевой член — за счет работы системы выделения когерентного колебания, а первый член — за счет работы системы выделения такта), то использованием только двух регулировок в *КУ* (компенсацией второго и третьего членов) можно исключить факторы, в значительной степени определяющие величину итоговых МСИ.

Но для получения требуемой точности коррекции сигнала в некоторых случаях указанных двух операций все же недостаточно. Необходимо учесть еще несколько членов разложения. При этом их требуемое количество будет меньше, чем, например, в случае гармонического корректора, так как разложение ФЧХ в ряд Фурье нужно было бы начинать с первого члена. Скорость сходимости корректора, основанного на использовании полиномов Лежандра, по-видимому, должна быть не хуже, чем для гармонического [1], так как в соответствии с рис. 2.8*б* форма кривых, соответствующих членам ряда, начиная с четвертого, близка к синусоидальной. Корректор Лежандра при использовании его в АКС обладает и другим существенным преимуществом перед гармоническим, так как в соответствии со сказанным выше базисные функции, выбранные на основе полиномов Лежандра, принципиально сохраняют ортогональность при пересчете в истинную форму, а нарушение истинности ЧХ в процессе переустройки *КУ* отсутствует. Некоторые трудности вызывает реализация *КУ* с базисными функциями в виде полиномов Лежандра. В качестве одного из вариантов можно предложить применение гармонического синтезатора [36], т. е. гармонического корректора с фиксированным соотношением затухания в отводах. Как указывалось, количество независимых регулировок в таком *КУ* будет меньше, чем в гармоническом корректоре (при одинаковой итоговой точности коррекции), что, наряду с перечисленными выше свойствами, положительно скажется на процессе настройки и условиях сходимости АКС.

3

ГЛАВА

Анализирующие и управляющие устройства адаптивного корректора сигнала

3.1. КРИТЕРИЙ МИНИМУМА МСИ ПРИ ИЗВЕСТНОМ КУ

Каждому конкретному каналу связи при определенном виде сигнала и способе приема соответствует определенное исходное значение E, обусловленное конфигурацией ЧХ этого канала и фазовым положением опорных колебаний приемника. В со-

[1] В [37] показано применительно к первичным широкополосным каналам, что оптимальные базисные функции должны быть близки к гармоническим.

ответствии с обобщенной формулой для E (см. табл. 1.1, п. 12) можно записать

$$E^2 \approx \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} B_и^2(f)\,df + \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_и^2(f)\,df,$$

где $B_и(f)$ — преобразованное отклонение АЧХ, а $\psi_и(f)$ — преобразованная ФЧХ искажающего звена (канала). Представляя ЧХ искажающего звена суперпозицией преобразованных значений базисных функций КУ $B_j(f)$ и $\psi_j(f)$ с соответствующими коэффициентами r_j, имеем

$$E^2 \approx \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[\sum_{j=0}^{n} r'_j B_j(f) + l'(f)\right]^2 df +$$

$$+\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[\sum_{j=0}^{n} r_j \psi_j(f) + l(f)\right]^2 df. \qquad (3.1)$$

Здесь $l(f)$ — остаточный член, который не может быть представлен выбранным ансамблем базисных функций. Индекс «штрих» указывает на принадлежность к разложению АЧХ, отсутствие индекса — к разложению ФЧХ. Корректирующее устройство, стоящее последовательно в тракте передачи, в процессе работы видоизменяет суммарную ЧХ. При этом, обозначая коэффициенты перед базисными функциями АЧХ и ФЧХ корректора соответственно v' и v в силу (2.11) и (2.12),

$$E_l^2 \approx \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[\sum_{j=0}^{n} r'_j B_j(f) - \sum_{j=0}^{n} v'_j B_j(f) + l'(f)\right]^2 df +$$

$$+\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[\sum_{j=0}^{m} r_j \psi_j(f) - \sum_{j=0}^{m} v_j \psi_j(f) + l(f)\right]^2 df$$

или

$$E_l^2 \approx \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[\sum_{j=0}^{n} (r'_j - v'_j) B_j(f) + l'(f)\right]^2 df +$$

$$+\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c}\left[\sum_{j=0}^{m} (r_j - v_j)\psi_j(f) + l(f)\right]^2 df. \qquad (3.2)$$

Из полученного выражения видно, что минимум МСИ будет только в том случае, если $r'_j - v'_j = 0$ при $j = 1, 2, \ldots, n$ и $r_j - v_j = 0$ при $j = 1, 2, \ldots, m$, причем

$$E^2_{l\,мин} = E^2_{нк} \approx \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} l'^2(f)\,df + \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} l^2(f)\,df. \qquad (3.3)$$

Здесь $E^2_{нк}$ — некорректируемая составляющая E^2.

Если значения r'_j и r_j фиксированы для конкретного случая (определяются каналом связи, видом сигнала и приемника), то v'_j и v_j могут варьироваться за счет воздействия на органы управления *КУ*, что, собственно, и составляет процесс настройки *КУ*. В адаптивном приемнике в соответствии с обобщенной структурной схемой (см. рис. 2.1) информация, необходимая для целенаправленного изменения v'_j и v_j, поступает от анализирующего устройства *АУ* и обрабатывается с целью повышения ее достоверности в управляющем устройстве *УУ*. При этом в АУ тем или иным методом решается задача выбора оптимальных значений коэффициентов $k_{опт}$, соответствующих параметрам v, аналитические выражения для которых в общем виде представлены ф-лами (2.17) и (2.18). Прежде чем приступить к исследованию особенностей работы *АУ* и *УУ*, необходимо охарактеризовать и описать с количественной точки зрения мешающий фактор, который должен оцениваться этими устройствами в процессе адаптации. Введем некоторую модель, описывающую реальный канал связи с позиций вносимых им МСИ. В качестве основного параметра, характеризующего степень МСИ, будем по-прежнему использовать среднеквадратический критерий (*E*-критерий). Поскольку такую модель в общем виде построить чрезвычайно трудно, сделаем это для наиболее распространенного тракта передачи цифровых сигналов — стандартного канала ТЧ.

3.2. МОДЕЛЬ КАНАЛА ТЧ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ МСИ

Когда система базисных функций определена и преобразованная форма каждой функции удовлетворяет условиям истинности, применительно к АКС очень удобно характеризовать канал связи с точки зрения вносимых им МСИ набором усред-

ненных значений коэффициентов $\{\bar{r}'_i, \bar{r}_j\}_{\substack{j=m,\ i=n \\ j=0,\ i=0}}$ [см. ф-лу (3.1)]. Можно поставить задачу шире и, варьируя конфигурацией базисных функций, учитывая конкретные условия приема, добиться максимальной скорости убывания коэффициентов с увеличением их номера. Тогда канал при заданных остаточных искажениях будет характеризоваться наименьшим количеством коэффициентов и при соответствующем построении АКС упростится процесс коррекции за счет минимизации количества регулируемых параметров *КУ*.

В условиях передачи сигнала по стандартному каналу ТЧ можно считать, что

искажения АЧХ по сравнению с ФЧХ пренебрежимо малы, поэтому $r'_j = 0$ для всех j [61];

распределение значений каждого коэффициента r_j для имеющегося ансамбля каналов подчиняется нормальному закону, так

как распределение отклонений ФЧХ описывается именно этим законом [61];

огибающая реакции частотного тракта передачи на единичный элемент спадает не медленней, чем $1/(j+1)$ [9], где j — номер отсчета относительно основного значения. Поэтому примем (в наихудшем случае) величину $r_j = r_{j_{макс}}$ убывающей также по закону $1/(j+1)$.

Указанные предпосылки позволяют на базе выражения (3.1), используя широко известное в теории вероятности правило «3σ» [30], найти величину максимально возможных искажений, вносимых выбранным типом канала связи (каналом ТЧ), на компенсацию которых должен быть рассчитан корректор. Предполагая взаимную ортогональность базисных функций, а также вводя нормирование $r_0 = 1$ и

$$\frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi_j^2(f)\,df = E^2_{нрм} \quad \text{для всех } j,$$

имеем

$$E^2 \approx \sum_{j=0}^{m} E_j^2 + E^2_{нк}, \tag{3.4}$$

где $E^2_j = r^2_j E^2_{нрм}$.

Переходя к значениям, средним для ансамбля каналов, можем записать

$$\bar{E}^2 \approx E^2_{нрм} \sum_{j=0}^{m} \bar{r}_j^2 + \bar{E}^2_{нк} \tag{3.5}$$

или, основываясь на правиле «3σ»,

$$E^2_{макс} = 9E^2_{нрм} \sum_{j=0}^{m} \bar{r}_j^2 + 9\bar{E}^2_{нк} = E^2_{нрм} \sum_{j=0}^{m} r^2_{j_{макс}} + E^2_{нк_{макс}}. \tag{3.6}$$

В соответствии с предпосылкой, сделанной выше, $r_{j_{макс}} = 1/(j+1)$, а также учитывая, что $E^2_{нк}$ также может быть представлено суммой базисных функций, являющихся продолжением используемого ряда, находим

$$E^2_{макс} = E^2_{нрм}\left[\sum_{j=0}^{m} \frac{1}{(j+1)^2} + \sum_{j=m+1}^{\infty} \frac{1}{(j+1)^2}\right].$$

Обозначая корректируемую составляющую

$$\sum_{j=0}^{m} \frac{1}{(j+1)^2} = \theta^2(m)$$

и учитывая, что $\sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{(j+1)^2} = \frac{\pi^2}{6}$, имеем,

$$E^2_{\text{макс}} = E^2_{\text{нрм}} \left\{ \theta^2(m) + \left[\frac{\pi^2}{6} - \theta^2(m) \right] \right\}. \qquad (3.7)$$

Здесь $[(\pi^2/6) - \theta^2(m)]$ — некорректируемая составляющая. Отсюда $E^2_{\text{макс}} = \pi^2 E^2_{\text{нрм}}/6$ или $E_{\text{макс}} = \pi E_{\text{нрм}}/\sqrt{6}$, а также с использованием правила «3σ» $\overline{E^2} = E^2_{\text{макс}}/9 = \pi^2 E^2_{\text{нрм}}/54$ или $E_{\text{ср}} = \sqrt{\overline{E^2}} = \pi E_{\text{нрм}}/3\sqrt{6}$.

Таким образом, возможные для данных условий приема искажения могут быть представлены как функция от некоего экспериментального значения $E_{\text{нрм}}$, которое, в свою очередь, зависит от вида сигнала, скорости манипуляции $B_{\text{л}}$ и числа переприемных участков в канале n. Например, используя данные [52] применительно к двухполюсному квадратурному радиосигналу для канала, предварительно выравненного с точностью до величины разброса ЧХ (относительно усредненных ЧХ, определяемых числом переприемных участков), можно найти $E_{\text{нрм}} \approx 10^{-3}(B_{\text{л}}/\Delta f_{\text{и}})^2\sqrt{n}$. Здесь $\Delta f_{\text{и}}$ — ширина полосы пропускания канала ТЧ (3100 Гц).

Подобную модель ЧХ канала положим в основу при дальнейших исследованиях работы АКС.

3.3. ТРЕБОВАНИЯ К АНАЛИЗИРУЮЩЕМУ УСТРОЙСТВУ

Анализирующее устройство АКС неразрывно связано с приемником сигнала, и его характеристики во многом определяются параметрами приемника. Поскольку основной задачей приемника является воспроизведение переданной информации с максимальной достоверностью, а МСИ при этом является мешающим фактором, то, естественно, оптимальное место расположения *АУ*, оценивающего степень МСИ и выдающего команды на их компенсацию, должно быть в той части приемника, где осуществляется анализ поступающего сигнала непосредственно перед выдачей его абоненту. Обычно *АУ* размещается после демодулятора на выходе стробирующего устройства и иногда совмещается с анализатором информационных символов.

В соответствии с обобщенным алгоритмом работы АКС назначение *АУ* состоит в получении данных о МСИ и преобразования этих данных в сигналы, предназначенные для последующей обработки в *УУ*.

Высокая верность при формировании оценки МСИ должна иметь место как в условиях воздействия внешней помехи, так

и при различной величине анализируемых значений МСИ. При этом желательно, чтобы увеличение какого-либо вида внешней помехи не воспринималось как возрастание МСИ и не приводило к выдаче ложных команд на *КУ*. Это особенно важно именно в условиях применения АКС, так как его функционирование осуществляется в течение всего времени передачи информации.

Как указывалось выше, степень МСИ, оцениваемая *АУ*, во многом определяется работой систем выделения опорных колебаний приемника. В § 2.3 выведены условия, которым должны удовлетворять фазовые положения опорных колебаний, чтобы МСИ были минимальными. Это накладывает специфические требования на работу устройств выделения опорных колебаний адаптивного приемника. К счастью, практически используемые схемы во многих случаях обеспечивают фазовое положение выделяемых опорных колебаний, близкое к оптимальному, определяемому условиями по ф-лам (2.6). Покажем это на примере двух широко используемых на практике устройств выделения когерентного и тактового колебаний.

3.4. ОЦЕНКА РАБОТЫ СИСТЕМЫ ВЫДЕЛЕНИЯ КОГЕРЕНТНОГО КОЛЕБАНИЯ РЕАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА

В соответствии с (2.6) оптимальным, с точки зрения минимума МСИ, будет такое положение выделяемого когерентного колебания, когда

$$d = \frac{1}{\Delta f_c} \int_0^{\Delta f_c} \psi(f)\, D(f)\, df = 0. \qquad (3.8)$$

Для примера рассмотрим случай приема двухполосного многофазного сигнала (ДОФМ, ТОФМ). В соответствии с табл. 1.2, пп. 1.1 и 5 применительно к такому виду сигнала $\Delta f_c = 2f_c$ и $D(f) = 1$. Учитывая, что в силу табл. 1.2, п. 2.2 $\psi(f) = S_0(f)\varphi(f) + S_0(f - 2f_c)\varphi(f - 2f_c)$, условие (3.8) можно записать в следующем виде:

$$d = \frac{1}{2f_c} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(f)\, \varphi(f)\, df = 0. \qquad (3.9)$$

Пусть имеет место «классическое» устройство выделения когерентного колебания (рис. 3.1) [11, 16]. Приходящий из канала фазоманипулированный сигнал после предельного ограничения и дифференцирования поступает на один из входов фазового детектора *ФД*. На второй вход *ФД* подается колебание, в n раз превышающее по частоте несущую F_0, получаемое путем деления исходного высокочастотного колебания nmF_0, формируемого задающим генератором (n — количество информационных фазовых положений сигнала). Данные о рассфазировании с выхода *ФД* после усреднения посредством реверсивного счетчика *РС* поступают на устройство добавления — вычитания импульсов *УДВ*, и выявленное фазовое рассогласование устраняется. Опорное колебание F_0 получается после деления на n подстраиваемого колебания, имеющегося на выходе делителя на m.

Предположим, что некоторая реализация неискаженного сигнала от передатчика $\theta(t)$, определенная на интервале $\{t_1, t_2\}$, проходит через четырехполюс-

ник (канал), имеющий только фазовые искажения. Спектр исходного сигнала $S_0(f)$ после прохождения искажающего звена видоизменится и приобретет вид

$$\dot{S}_c(f) = S_p(f) + i\,S_q(f) \approx S_0(f) + i\,S_0(f)\,\varphi(f). \qquad (3.10)$$

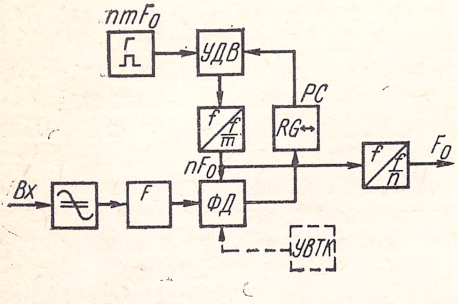


Рис. 3.1. Структурная схема устройства выделения когерентного колебания

Пусть в точке $t_x \in \{t_1, t_2\}$ переход через нулевую ось («дифференциал») несущего колебания исходного (неискаженного) сигнала совпадает с переходом через нулевую ось сравниваемого с ним колебания nF_0. Информационное изменение фазы сигнала, ввиду того что анализ ведется по отношению к умноженной в n раз опорной частоте, не будет вызывать рассогласования в системе выделения когерентного колебания. Фазовые искажения приведут к тому, что на данный участок сигнала наложатся отклики от соседних участков и, в общем случае, обусловят фазовое рассогласование, которое должно быть скомпенсировано работой системы автоподстройки. Определим это рассогласование, характеризуя его некоторым углом γ.

Поворот на угол γ будет обусловлен только квадратурной составляющей, вызванной влиянием соседних участков комбинации $\dot{\theta}(t)$, а именно $\mathrm{Im}\sum_{=-}^{l} \dot{\theta}(t_x - j\Delta T)\,a'(j\Delta T)$. Здесь $a'(t)$ — реакция тракта на единичный элемент, определяемая искаженной составляющей спектра сигнала $(S_q(f))$, ΔT — интервал разбиения комбинации $\dot{\theta}(t)$, т. е. $2l\Delta T = t_2 - t_1$.

Так как $\theta(t_x)$ в рассматриваемом случае представляет собой неискаженное значение, не содержащее мнимого компонента, то для момента t_x

$$\sin\gamma_x \approx \frac{\mathrm{Im}\sum_{j=-l}^{l} \dot{\theta}(t_x - j\Delta T)\,\dot{a}'(j\Delta T)}{2l\,\theta(t_x)}.$$

Умножим числитель и знаменатель на $\theta(t_x)\Delta T$:

$$\sin\gamma_x \approx \frac{1}{2l\,\theta^2(t_x)\,\Delta T}\,\mathrm{Im}\sum_{j=-l}^{l} \theta(t_x)\,\dot{\theta}(t_x - j\Delta T)\,\dot{a}'(j\Delta T)\Delta T.$$

Переходя к нормированным значениям $\dot{\theta}(t)$ и усредняя их по ансамблю для $2z$ комбинаций, имеем:

$$\sin\gamma \approx \frac{1}{2l2z\,\Delta T}\,\mathrm{Im}\sum_{x=-z}^{z}\sum_{j=-l}^{l} \beta(t_x)\,\dot{\beta}(t_x - j\Delta T)\,\dot{a}'(j\Delta T)\,\Delta T,$$

где $\dot{\beta}(t) = \dot{\theta}(t)/\theta(t_x)$. Предполагая $l \to \infty$, $z \to \infty$, $\Delta T \to 0$, $l\Delta T = T_0$ и учитывая, что исходный сигнал не имеет МСИ, получаем

$$\sin\gamma \approx \frac{1}{2T_0}\,\mathrm{Im}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{B}(\tau)\,a'(\tau)\,d\tau.$$

Здесь $B(\tau)$ — функция автокорреляции. Выражая $B(\tau)$ через энергетический спектр $G(f)$ [56],

$$B(\tau) = \frac{1}{2f_c} \int_{-\infty}^{\infty} G(f)\, e^{i\,2\pi f\,\tau}\, df$$

и принимая во внимание, что

$$\mathrm{Im} \frac{1}{2T_0} \int_{-\infty}^{\infty} a'(\tau)\, e^{i\,2\,\pi f \tau}\, d\tau = S_q(f),$$

находим

$$\sin\gamma \approx \frac{1}{2f_c} \int_{-\infty}^{\infty} G(f)\, S_q(f)\, df. \qquad (3.11)$$

С учетом того, что для хаотического сигнала при только фазовых искажениях и нормированных значениях $G(f)$ и $S_0(f)$ имеет место равенство $G(f) = S_0^2(f)$, а также в силу (3.10) получаем

$$\sin\gamma \approx \frac{1}{2f_c} \int_{-\infty}^{\infty} S_0^3(f)\, \varphi(f)\, df.$$

Автоподстройка должна убрать обнаруженное рассогласование, поэтому сместим ось абсцисс выбранной системы координат на угол γ, достигая тем самым истинности спектральной характеристики. При этом получаем окончательно

$$\frac{1}{2f_c} \int_{-\infty}^{\infty} S_0^3(f)\, \varphi(f)\, df = 0. \qquad (3.12)$$

Сравнивая (3.12) с (3.9), можно заметить, что условие (3.12) тем меньше отличается от необходимого для оптимального приема, чем ближе конфигурация $S_0(f)$ к прямоугольной. При $S_0(f) \equiv 1$; $f \in \{-f_c, f_c\}$ условия становятся идентичными и могут быть записаны следующим образом:

$$\frac{1}{2f_c} \int_{-f_c}^{f_c} \varphi(f)\, df = 0.$$

Однако с учетом существенной разницы в степенях $S_0(f)$ отличие в формулах при отклонении конфигурации $S_0(f)$ от прямоугольной растет довольно быстро.

Указанного недостатка не имеет схема, в которой для подстройки частоты когерентного колебания используется лишь небольшой участок в центре элемента сигнала. Эта новая функциональная связь, при которой тактовый импульс, поступающий от генератора тактового колебания (*УВТК*), используется в качестве стробирующего в фазовом детекторе, обозначена на рис. 3.1 пунктиром.

В этом случае функция автокорреляции $B'(\tau)$ примет вид $B'(\tau) = \delta(\tau) B(\tau) \Delta\tau$, где $\delta(\tau)$ — функция Дирака и $\delta(\tau)\Delta\tau = 1$ при $\tau = 0$. На основании следствия из теоремы Хинчина [56] имеем

$$G'(f) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau)\, \delta(\tau)\, \Delta\tau\, e^{-i\,2\pi f\tau}\, d\tau = \frac{\Delta\tau}{\pi} B(0).$$

Нормируя $G'(f)$ к величине $\Delta\tau/\pi$ и учитывая, что функция автокорреляции также нормирована, т. е. $B(0)=1$, получаем $G'(f)=1$. Подставляя найденное значение для $G'(f)$ в (3.11), находим

$$\sin\gamma \approx \frac{1}{2f_c}\int_{-\infty}^{\infty} S_q(f)\,df.$$

Отсюда окончательно с учетом (3.10) при перемещении оси выбранной системы координат на величину γ, т. е. с учетом работы цепи автоподстройки, получаем искомое условие, характерное для установившегося режима работы *УВКК*

$$\sin\gamma \approx \frac{1}{2f_c}\int_{-\infty}^{\infty} S_0(f)\,\varphi(f)\,df = 0. \qquad (3.13)$$

Теперь уже (3.13) в точности соответствует условию оптимального приема (3.9). Описанный способ получения данных для работы системы выделения когерентного колебания весьма часто применяется на практике и не встречает особенных трудностей при реализации. Таким образом, построение приемника, близкого к оптимальному в части выделения когерентного колебания, не является сложной задачей и во многих случаях осуществляется в реальных устройствах.

3.5. ОЦЕНКА РАБОТЫ УСТРОЙСТВА ВЫДЕЛЕНИЯ ТАКТОВОГО КОЛЕБАНИЯ РЕАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА

Проведем оценку работы одного из широко распространенных способов выделения тактового колебания [11, 16]. В качестве примера будем по-прежнему предполагать использование многофазного двухполосного сигнала. Обобщенная функциональная схема, поясняющая метод, дана на рис. 3.2.

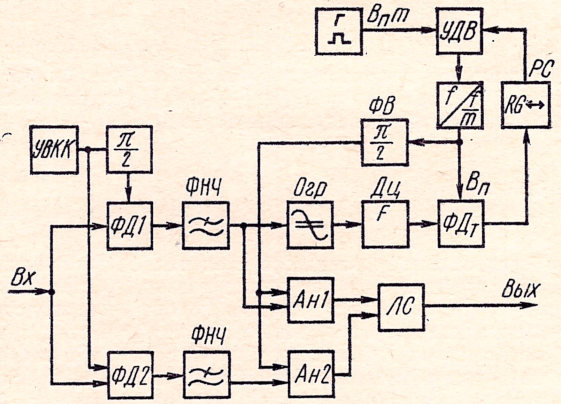


Рис. 3.2. Структурная схема, поясняющая принцип выделения тактового колебания

Радиосигнал из канала связи поступает к двум фазовым детекторам *ФД1* и *ФД2*, на вторые входы которых подаются взаимно квадратурные гармонические составляющие от устройства выделения когерентного колебания (*УВКК*).

Сигналы с *ФД*, фильтруемые посредством *ФНЧ*, поступают на соответствующие анализаторы уровня (*Ан1* и *Ан2*) и далее на групповую логическую схему *ЛС*, выход которой является информационным выходом приемника. Данные, необходимые для выделения тактового колебания, можно получить в принципе с любого из двух фазовых детекторов. На приведенной схеме эти данные «черпаются» из сигнала, поступающего с *ФД1*.

Собственно устройство выделения тактового колебания представляет собой систему ФАПЧ, использующую в качестве исходного предельно ограниченный (*Огр*) и дифференцированный (*Дц*) сигнал от *ФД*, который сравнивается на фазовом детекторе *ФД* с некоторым колебанием $B_{\text{п}} \approx 1/T_0$, которое может перемещаться по фазе за счет работы системы подстройки. Принцип действия ФАПЧ в этом случае аналогичен описанному в предыдущем разделе применительно к задаче формирования когерентного колебания.

Поскольку выделенное таким образом тактовое колебание получается «привязанным» к границам единичных элементов, перед подачей этого колебания на *Ан* для осуществления операции стробирования оно должно быть сдвинуто на 0,5 такта (фазовращатель *ФВ*). Определим условия истинности для этого случая.

Пусть единичный положительный элемент в момент анализа $t_x - (T_0/2)$ имеет спектр $\dot{S}_+(f)$. Следующий за ним отрицательный единичный элемент будет иметь спектр $\dot{S}_-(f)$, но уже в очередной момент отсчета $t_x + (T_0/2)$. Временные диаграммы этих сигналов показаны на рис. 3.3 (пунктирные линии). Сплош-

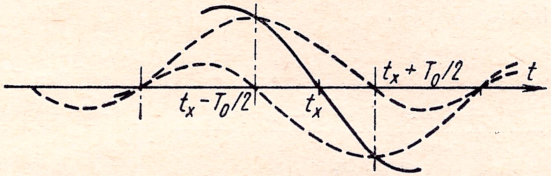


Рис. 3.3. Временна́я диаграмма, поясняющая понятие границы единичных элементов сигнала

ной линией изображен суммарный сигнал. Момент t_x является среднестатистическим значением границы единичного элемента. Если даже сигналы на выходе *ФД* в соответствии с модуляционным кодом имеют разную амплитуду, то переходы через нулевую ось при изменении знака будут равномерно распределены относительно точки t_x и усреднятся системой ФАПЧ. Так же будет усреднено влияние смежных единичных элементов и внешней помехи.

Определим суммарный спектр этих двух единичных элементов в момент t_x. Пользуясь теоремой о видоизменении спектра при смещении времени анализа [56], имеем

$$\dot{S}_{t_x}(f) = \dot{S}_+(f)\, e^{i2\pi f \frac{T_0}{2}} - \dot{S}_-(f)\, e^{-i2\pi f \frac{T_0}{2}} =$$

$$= 2S_0'(f)\, i \sin \pi \frac{f}{f_c} = S_0(t)\, i \sin \pi \frac{f}{f_c}. \qquad (3.14)$$

Характерной особенностью сигнала в момент, совпадающий с границей между двумя взаимно инверсными единичными элементами, является полное отсутствие информационного значения той или другой полярности. С точки зрения оценки линейных искажений это соответствует бесконечному возрастанию МСИ и, следовательно, значения E. Используем это свойство граничного момента для получения условий истинности применительно к рассматриваемому случаю.

В силу (1.14) $E \to \infty$ будет в том случае, если

$$C_0 \to 0 \text{ или } \frac{1}{2f_c} \int_0^{2f_c} \operatorname{Re} \dot{C}_{t_x}(f)\, df = 0. \qquad (3.15)$$

Предполагая по-прежнему только фазовые искажения [характеризуемые зависимостью $\varphi(f)$], основываясь на (3.14), (1.16) и (1.18), определим преобразованную СХ сигнала в точке t_x:

$$\dot{C}_{t_x} \approx \mathrm{i}\, C_{p_x} - S_0(f)\,\varphi(f)\sin(\pi f/f_c) -$$

$$- S_0(f-2f_c)\,\varphi(f-2f_c)\sin\pi[(f-2f_c)/f_c] = \mathrm{i}\, C_{p_x} - \psi(f)\sin(\pi f/f_c),$$

где $\psi(f)$ — преобразованная ФЧХ (см. табл. 2.1, п. 2).

Подставляя полученное выражение в (3.15), находим

$$\frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c} \psi(f)\sin(\pi f/f_c)\,df = 0. \qquad (3.16)$$

Поскольку момент анализа сигнала в соответствии с описанным выше принципом выделения тактового колебания смещен относительно t_x на $\pm T_0/2$, выражение (3.16) явится искомым условием истинности ФЧХ применительно к данному приемнику.

В то же время в силу (2.6) обобщенным условием истинности в отношении тактового колебания является

$$h = \frac{1}{\Delta f_c}\int_0^{\Delta f_c} \psi(f)\,H(f)\,df = 0. \qquad (3.17)$$

Для нашего случая $\Delta f_c = 2f_c$. С учетом табл. 2.1, пп. 3 и 5 имеем

$$H(f) = \frac{fS_0(f) + (f-2f_c)\,S_0(f-2f_c)}{\frac{1}{2f_c}\int_0^{2f_c}[fS_0(f) + (f-2f_c)\,S_0(f-2f_c)]^2\,df}.$$

Сравнивая (3.16) и (3.17), можно заметить однотипность выражений. Отличие заключается лишь во втором сомножителе под знаком интеграла. Как показывает анализ, эти сомножители близки при форме спектра исходного сигнала, мало отличающегося от прямоугольной. И лишь существенное отклонение от прямоугольной конфигурации спектра приводит к заметной разнице в условиях истинности для оптимального и реального приемников.

3.6. ВИДЫ АНАЛИЗИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Все известные типы анализирующих устройств можно разделить на две большие группы — *АУ* с обобщенной оценкой и *АУ* с дифференцированной оценкой. К первой группе относятся схемы, которые вырабатывают обобщенный сигнал о степени МСИ, не давая данных о величине и знаке составляющих этого мешающего фактора. Такие устройства, как правило, просты в реализации и хорошо стыкуются с устройствами приемника. Однако при их использовании процесс коррекции существенно усложняется и требует значительного времени. Дело в том, что конфигурация ЧХ *КУ*, видоизменяемая в процессе коррекции, определяется комбинацией состояний многих элементов регулировки. Целенаправленное изменение каждого из этих элементов при минимизации единственного параметра возможно лишь поэтапно, путем последовательного обращения к каждому варьируемому органу. Это требует сложной системы управления работой *КУ* и за

счет «поэтапности» удлиняет процесс коррекции. Вторая группа отличается тем, что *АУ* дифференцированно формируют сигналы о величине и знаке отдельных компонентов, из которых складываются итоговые МСИ.

Эти сигналы раздельно поступают (через *УУ*) на соответствующие регуляторы *КУ* и изменяют их состояние так, чтобы в итоге минимизировать имеющиеся МСИ. Указанным компонентам можно поставить в соответствие ансамбль некоторых функций частоты [$B_j(f)$, $\psi_j(f)$) — выражение 3.1], характерных для данного типа *АУ*, являющихся условными слагаемыми отклонений ЧХ корректируемого звена (канала), которые в общем случае не обязательно точно совпадают с базисными функциями *КУ* и в то же время не могут сильно отличаться от них. Различие в конфигурации указанных функций приводит к получению на отдельных этапах коррекции не всегда правильных данных о направлении изменения положений регуляторов, причем возможная ошибка тем больше, чем существенней указанное отличие. Это может привести к неустойчивому характеру процесса сходимости и в итоге к невыполнению корректором поставленной задачи. В предельном, наиболее благоприятном случае, функции, соответствующие алгоритму работы *АУ*, и базисные функции *КУ* совпадают. Тогда значение E, характеризующее степень МСИ, определяется выражением (3.2) и задача сводится к вычислению значений (или только знака) коэффициентов r_j с тем, чтобы выработанные *АУ* сигналы, воздействуя на *КУ*, привели к минимизации разности $(r_j—v_j)$.

Рассмотрим более подробно некоторые типы *АУ*, которые могут быть использованы в АКС. Обзор начнем с *АУ*, относящихся к первой группе.

Анализирующее устройство с оценкой по вероятности ошибки. Этот тип *АУ* в качестве исходных данных использует основной показатель системы, поэтому получаемое в результате коррекции состояние наиболее полно отвечает задачам аппаратуры. В то же время, несмотря на такое явное достоинство, подобные *АУ* не нашли применения. Дело в том, что в аппаратуре связи непосредственно не анализируется «смысл» принимаемой информации, а обратная связь от абонента, во-первых, не всегда возможна, а во-вторых, связана, как правило, со значительными организационными трудностями.

Осуществляемая подчас косвенная оценка верности приема, например в целях защиты от ошибок, в принципе может быть использована как исходная для выравнивания линейных искажений. Однако получаемые при этом данные поступают с большим запаздыванием и выдаются относительно редко. Использование их для управления *КУ* потребовало бы неоправданно большого времени, отводимого на процесс коррекции. Кроме того, информативность этих сигналов в плане оценки МСИ невелика, особенно на начальных этапах коррекции, когда вероятность ошибки очень большая и трудно определить правильное «направление движения»

регуляторов *КУ*. Этот недостаток тем более усугубляется при наличии внешней помехи.

Анализирующее устройство с оценкой параметров глазковой диаграммы. В последнее время глазковая диаграмма [3, 11, 60] все чаще используется как критерий оценки качества принимаемого сигнала. Под глазковой диаграммой понимают временну́ю функцию, являющуюся суперпозицией большого количества прошедших через частотный тракт единичных элементов, сложенных на общем тактовом интервале. Пример осциллограммы глазковой диаграммы двухпозиционного сигнала приведен на рис. 3.4. Чем

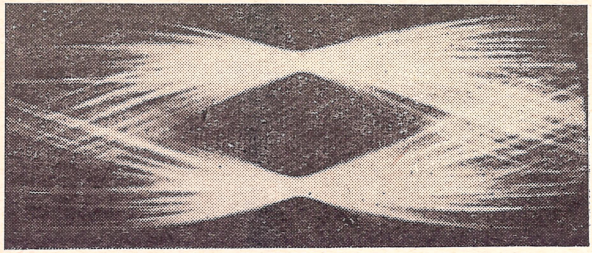


Рис. 3.4. Глазковая диаграмма

больше площадь чистого «окна» в центре диаграммы, тем лучше условия приема такого сигнала. Величина окна в значительной степени связана с МСИ, и это свойство можно использовать как критерий при проведении коррекции. Естественно, непосредственно по глазковой диаграмме осуществлять автоматизированный процесс коррекции чрезвычайно сложно. Для этого вычисляют ее отдельные параметры, основными из которых являются два — краевые искажения и среднеквадратическое отклонение отсчетного значения, определяемого в центре «окна», от истинного значения, полученного путем длительного усреднения.

Как показано в технической литературе [23], использование краевых искажений для характеристики МСИ затруднительно ввиду малой функциональной связи их величины со степенью линейных искажений. Поэтому более подробно остановимся на втором параметре — среднеквадратическом отклонении, — который очень часто используется как критерий для оценки МСИ. Поскольку в данном случае интерес представляет лишь отсчетное значение сигнала, для дальнейшего анализа примем упрощенную модель глазковой диаграммы (рис. 3.5), где представлено только это единственное значение. Здесь $+a_0$ и $-a_0$ — неискаженные значения сигнала, на которые наложено мешающее воздействие, обусловленное суперпозицией МСИ и аддитивной помехой. Кривая плотности распределения этого воздействия $W(x)$ представлена там же, причем для наглядности начало координат совмещено с концом неискаженного значения положительного сигнала. В отношении отрицательного сигнала условия, естественно, будут аналогичными. Здесь параметром, характеризующим степень МСИ,

является среднеквадратическое отклонение, определяемое распределением $W(x)$. Однако вычисление его по реальному сигналу связано с известными трудностями. Поэтому на практике применяют более простой способ оценки, сводящийся к формированию

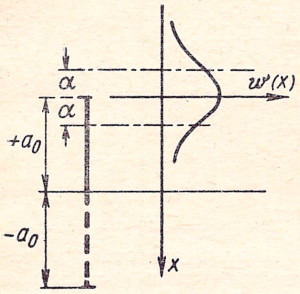


Рис. 3.5. К расчету оптимальной ширины зоны, формируемой в анализирующем устройстве при оценке МСИ

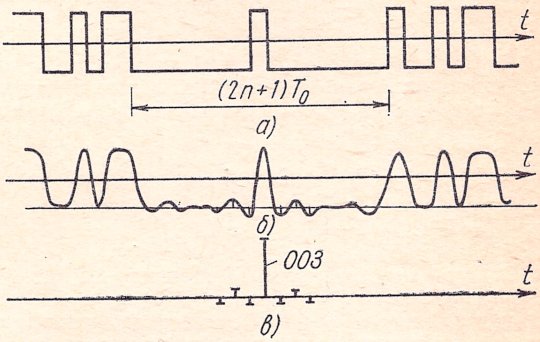


Рис. 3.6. Временные диаграммы, поясняющие принципы формирования сигнала и определения импульсной реакции в АУ

зоны, охватывающей неискаженное значение сигнала, и подсчету выходов отсчетного значения сигнала за эту зону [7, 41] (зона шириной 2α ограничена на рис. 3.5 штрих-пунктирными линиями). Чем больше выходов за указанную зону по отношению к общему количеству отсчетных значений, тем больше величина среднеквадратического отклонения и, следовательно (при неизменной внешней помехе), больше степень МСИ. Естественно, встает вопрос о выборе оптимальной величины зоны и о достоверности формируемого описанным способом сигнала как характеристики степени МСИ.

Определим эти параметры, исходя из следующих предпосылок:

оценку МСИ примем по верхней границе, т. е. распределение этого вида помехи будем считать нормальным (см. § 1.3);

предполагая внешнюю помеху флуктуационной (распределенной по нормальному закону), будем оперировать с понятием суммарной помехи, распределенной, очевидно, также по нормальному закону и имеющей дисперсию на j-м этапе коррекции σ^2_j, а на $(j+1)$-м соответственно σ^2_{j+1};

будем считать, что оптимальной является такая величина зоны 2α, при которой с наибольшей вероятностью будет обнаружено истинное направление изменения суммарной помехи при переходе от j-го к $(j+1)$-му этапу коррекции;

все величины примем нормированными к неискаженному значению сигнала.

Пусть вероятность попадания сигнала в зону $\pm\alpha$ есть P'_α, а в области вне этой зоны P_α. Очевидно, $P_\alpha = 1 - P'_\alpha$. За некоторый отрезок времени T общее количество отсчетных значений L составит величину $L = T/T_0$, где T_0 — тактовый интервал. Среднестатистическое количество отсчетов, зашедших за зону 2α, будет составлять

$$l_j = P_{\alpha_j} L \quad \text{и} \quad l_{j+1} = P_{\alpha_{j+1}} L. \tag{3.18}$$

Учитывая, что помеха распределена по нормальному закону, имеем

$$P_{\alpha_j} = 2\Phi\left(\frac{\alpha}{\sigma_j}\right);\ P_{\alpha_{j+1}} = 2\Phi\left(\frac{\alpha}{\sigma_{j+1}}\right). \tag{3.19}$$

Здесь $\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_z^\infty e^{-\frac{1}{2}x^2}\,dx$ — интеграл вероятности.

Количество отсчетов, выходящих за зону 2α, является случайной величиной. Определим дисперсию распределения количества этих импульсов, воспользовавшись формулой из [30] и предполагая $P_{j_\alpha} \ll 1$ (неравенство будет подтверждено ниже):

$$\sigma^2_{l_j} = LP_{\alpha_j}(1 - P_{\alpha_j}) \approx LP_{\alpha_j};$$

$$\sigma^2_{l_{j+1}} = LP_{\alpha_{j+1}}(1 - P_{\alpha_{j+1}}) \approx LP_{\alpha_{j+1}}.$$

Задачей исследуемого $AУ$ является определение направления в изменении σ при переходе от j-го этапа к $(j+1)$-му путем оценки количества отсчетов, зашедших за зону на $(j+1)$-м этапе в сравнении с соответствующим количеством отсчетов на предыдущем этапе, принимаемым за эталонный. Поэтому дисперсия отклонения разности числа таких импульсов $\sigma_{l_{j,\ j+1}}$ будет

$$\sigma^2_{l_{j,\ j+1}} = \sigma^2_{l_j} + \sigma^2_{l_{j+1}} \approx 2\sigma^2_{l_j} = 2LP_{\alpha_j}, \tag{3.20}$$

а математическое ожидание Δl_j, принимая во внимание (3.18), составит

$$\Delta l_j = l_j - l_{j+1}. \tag{3.21}$$

С учетом хаотического характера появления отсчетов вне зоны распределение разности их количества на j-м и $(j+1)$-м этапах измерений в соответствии с центральной предельной теоремой можно аппроксимировать нормальным законом. Тогда вероятность ошибки $P_{\text{ош}_{j+1}}$ при определении тенденции в изменении дисперсии суммарной помехи в $(j+1)$-м измерении по отношению к j-му будет

$$P_{\text{ош}_{j+1}} = \Phi\left(\frac{\Delta l_j}{\sigma_{l_{j,\ j+1}}}\right). \tag{3.22}$$

Отсюда отыскание вероятности выдачи ложной команды на $КУ$ сводится к определению отношения $\Delta l_j/\sigma_{l_{j,\ j+1}}$.

В соответствии с (3.20) и (3.21) имеем:

$$\frac{\Delta l_j}{\sigma_{l_{j,\ j+1}}} = \sqrt{\frac{L}{2}}\,\frac{\Delta P_j}{\sqrt{P_{\alpha_j}}}. \tag{3.23}$$

Пользуясь ф-лами (3.19), найдем ΔP_j:

$$\Delta P_j = 2\left[\Phi\left(\frac{\alpha}{\sigma_j}\right) - \Phi\left(\frac{\alpha}{\sqrt{\sigma_j^2 - \Delta\sigma_j^2}}\right)\right], \tag{3.24}$$

где $\Delta\sigma^2{}_j = \sigma^2{}_j - \sigma^2{}_{j+1}$.

Считая $\Delta\sigma^2{}_j \ll \sigma^2{}_j$, пренебрегая членами высших порядков малости, на основании (3.24) имеем:

$$\Delta P_j = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\,e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\alpha}{\sigma_j}\right)^2}\,\frac{\alpha}{\sigma_j}\,\frac{\Delta\sigma_j^2}{2\sigma_j}. \tag{3.25}$$

Для определения $P_{\alpha j}$ воспользуемся формулой, аппроксимирующей интеграл вероятности [50]. Заменяя в ф-ле (3.19) $\alpha/\sigma_j = y$, получаем

$$P_{\alpha_j} = 2\Phi(y) \approx 2z_1 e^{z_2(z_3+y)^2}, \tag{3.26}$$

где $z_1 = 0{,}65$; $z_2 = 0{,}44$; $z_3 = 0{,}76$. Подставляя (3.25) и (3.26) в (3.23), находим

$$\frac{\Delta l_j}{\sigma_{l_{j,\,j+1}}} \approx \sqrt{\frac{L}{2\pi z_1}} \frac{\Delta\sigma_j^2}{2\sigma_j^2}\, y\, e^{\frac{(z_2-1)}{2} y^2 + z_1 z_2 y + \frac{z_2 z_3^2}{2}}. \tag{3.27}$$

Дифференцируя полученное выражение по y и приравнивая к нулю, находим значение $y_{опт}$, при котором имеет место $\max(\Delta l_j/\sigma_{l_{j,\,j+1}})$.

После подстановки значений z находим $y_{опт} = 0{,}3 \pm 1{,}37$ или, так как y принципиально больше 0, получаем окончательно

$$y_{опт} = \alpha_{опт}/\sigma_j = 1{,}67. \tag{3.28}$$

Отсюда $\alpha_{опт} = 1{,}67\sigma_j$.

Таким образом, оптимальное значение ширины зоны (2α) зависит только от величины помехи и связано с ней соотношением (3.28). Подставляя (3.28) в (3.19), убеждаемся в правильности допущения о малости $P_{\alpha j}$: $P_{\alpha j} = 2\Phi(1{,}67) \approx 0{,}1 \ll 1$.

В связи с тем что в процессе коррекции σ_j изменяется, для оптимального построения *АУ* такого типа целесообразно, чтобы при анализе использовалась зона, выбираемая из некоторого заранее установленного набора. Оптимальную зону из указанного набора можно отыскать, измеряя за некоторый интервал времени абсолютное количество отсчетных значений, выходящих за пределы соответствующих этим зонам областей, которое статистически связано с величиной помехи σ_j [см. (3.18) и (3.19)].

Предполагая зону оптимальной, найдем искомую вероятность ошибки $P_{ош\,j+1}$ при оценке направления движения регулятора *КУ*. Для этого, подставляя (3.28) в (3.27), имеем

$$\frac{\Delta l_j}{\sigma_{l_{j,\,j+1}}} = 0{,}37\sqrt{L}\,\frac{\Delta\sigma_j^2}{\sigma_j^2} \tag{3.29}$$

или на основании (3.22)

$$P_{ош_{j+1}} = \Phi\left(0{,}37\sqrt{L}\,\frac{\Delta\sigma_j^2}{\sigma_j^2}\right). \tag{3.30}$$

Пример. Требуется найти вероятность ложного шага КУ при скорости манипуляции $B_л = 1/T_0 = 2400$ бит/с, если интервал анализа $T = 0{,}3$ с, а относительное приращение дисперсии при переходе от j-го к $(j+1)$-му этапу $\Delta\sigma^2_j/\sigma^2_j = 0{,}1$.

Определяя общее количество отсчетов за интервал T, $L = T/T_0 = 0{,}3 \cdot 2400 = 720$, по ф-ле (3.30) имеем

$$P_{ош_{j+1}} = \Phi(0{,}37\sqrt{720}\cdot 0{,}1) = \Phi(1{,}0) = 0{,}16.$$

Описанные выше типы *АУ* обладают одним существенным недостатком, а именно тем, что при их использовании принципиально невозможно отделить изменение дисперсии помехи за счет МСИ от колебания аддитивной помехи в канале. Это может привести к появлению дополнительной ошибки при управлении *КУ*, а при больших колебаниях внешней помехи и к невозможности коррекции. От этого недостатка свободны *АУ*, оценивающие степень МСИ по реакции на единичный элемент.

Анализирующее устройство с оценкой непосредственно по РЕЭ. Этот тип относится к группе *АУ* с дифференцированной оценкой. На передающем конце вырабатывается сигнал, в котором между блоками информационных символов периодически вводятся вставки, состоящие из группы сигналов одной полярности, на фоне которых имеется единичный элемент противоположной полярности, равноудаленный от границ информационных блоков [8, 77]. Временна́я диаграмма (рис. 3.6*а*) поясняет принцип формирования сигнала на передаче. Длительность вставки в данном случае выбрана равной $2n+1$ тактовых интервалов — по n интервалов слева и справа от инверсного единичного элемента. Проходя по каналу связи, такая последовательность исказится в соответствии с ЧХ тракта, причем одиночный элемент сигнала в центре вставки на фоне элементов сигнала противоположной ему полярности может рассматриваться как реакция на единичный элемент — РЕЭ (рис. 3.6*б*). Величина n должна выбираться так, чтобы не перекрывались отклики от границ информационных блоков и отклики от одиночного инверсного элемента сигнала.

На приеме посредством циклового фазирования, во-первых, создаются условия для извлечения из сигнала передаваемой информации, а во-вторых, отыскиваются моменты появления одиночного элемента сигнала вставки и анализируются значения в соседние с ним отчетные моменты времени.

Значения РЕЭ, полученные таким путем (за вычетом постоянной составляющей, обусловленной величиной пассивных элементов вставки), представлены на рис. 3.6*в*. Там же изображено основное отсчетное значение (ООЗ) одиночного элемента сигнала. Очевидно, МСИ будут отсутствовать, если на достаточно большом временно́м интервале все отсчетные значения реакции на единичный элемент (за исключением ООЗ) будут равны нулю. *АУ* на основании полученных данных об откликах должно осуществить синтез сигналов, соответствующих величине или знаку отсчетных значений РЕЭ, и выдать их через *УУ* на *КУ* с целью минимизации зафиксированных значений откликов видоизменением конфигурации ЧХ тракта передачи.

Если в канале наряду с сигналом действует, например, флуктуационная помеха $\sigma_ф$, то вероятность ошибки при определении знака РЕЭ в какой-либо отсчетной точке может быть найдена по простейшей формуле

$$P_{ош_l} = \Phi(b_l/\sigma_ф), \tag{3.31}$$

где b_l — значение отклика в l-й точке; $\Phi(z)$ — интеграл вероятности

$$\Phi(z) = \frac{1}{2\pi}\int_z^\infty e^{-x^2/2}\,dx. \tag{3.32}$$

Учитывая, что на последних этапах коррекции значение b становится очень малым, величина ошибки может быть значительной, и при формировании команд на *КУ* для повышения их достоверности требуется длительное усреднение полученных данных. Здесь наиболее ярко проявляется основной недостаток подобных методов коррекции. Дело в том, что для процесса усреднения требуется много вставок, и в то же время частость появления их, в силу необходимости обеспечения высокой пропускной способности канала, не может быть большой. Поэтому этап коррекции получается неоправданно затянутым во времени, что во многих случаях недопустимо. Уменьшение времени, отводимого на усреднение при прочих равных условиях, неизбежно приводит к повышению удельного веса вставок в общем потоке передаваемых символов и, следовательно, к потере пропускной способности. Оба этих противоречивых фактора — большое время, необходимое для процесса коррекции, или значительная потеря пропускной способности — являются существенными недостатками метода настройки АКС непосредственно по реакции на единичный элемент. Более перспективными являются методы, в которых отсчеты реакции на единичный элемент вычисляются по рабочему сигналу.

Анализирующее устройство с оценкой РЕЭ по рабочему сигналу. Суть одного из наиболее распространенных методов заключается в следующем [13, 29, 46]. Рассмотрим j-й и $(j+k)$-й единичные элементы сигнала, отстоящие друг от друга на k тактовых интервалов и имеющие неискаженные значения C_j и C_{j+k} соответственно. Пусть реакция на единичный элемент, обусловленная имеющимся частотным трактом передачи, такая, что $(j+k)$-й единичный элемент в точке анализа j-го единичного элемента имеет значение $+b_k$, если $(j+k)$-й единичный элемент положительный, и $-b_k$, если отрицательный.

Введем понятие ошибки ε^*_j при определении значения символа C_j:

$$B^*_j = C_j + \varepsilon^*_j. \tag{3.33}$$

Здесь B^*_j — реальное значение единичного элемента в точке отсчета (звездочка означает, что отсчет производится при наличии внешней помехи). Ошибка ε^*_j представляет собой суперпозицию мешающих воздействий, состоящую из внешней помехи ζ_j и помехи за счет межсимвольных искажений ε_j, которая обусловлена влиянием $n+m$ соседних элементов на данный, т. е.

$$\varepsilon^*_j = \varepsilon_j + \zeta_j = \sum_{\substack{k=-n \\ k\neq 0}}^{m} b_k C_{j-k} + \zeta_j. \tag{3.34}$$

Величина ε^*_j может быть практически определена как разность неискаженного значения, полученного путем длительного усреднения отсчетных значений сигнала соответствующей полярности, и реального значения в j-й точке отсчета.

Если вычисленную ошибку ε^*_j перемножить на отсчетное значение $(j—l)$-го единичного элемента и результаты перемножения усреднить во времени, то (при нормированных неискаженных основных отсчетных значениях) можно определить величину и знак отклика импульсной реакции в точке, отстоящей на l тактовых интервалов от ООЗ:

$$\overline{\varepsilon^*_j C_{j-l}} = \sum_{\substack{k=-n \\ k\neq 0}}^{m} \overline{b_к C_{j-k} C_{j-l}} + \overline{\zeta_j C_{j-l}} = b_l C^2_{j-l} = b_l.$$

($|C|$ в соответствии с условием нормировано и равно 1).

Одновременно, проводя перемножение ошибки ε^*_j на другие соседние отсчетные значения и осуществляя усреднение, можно получить данные об откликах реакции на единичный элемент в любой точке, отстоящей от ООЗ на целое число интервалов. В этом, собственно, и заключается принцип вычисления откликов РЕЭ по рабочему сигналу. Полученные в *АУ* данные о величине и знаке РЕЭ поступают в *УУ*, где усредняются и в виде команд подаются на *КУ*.

Некоторая сложность заключается в том, что на приеме абсолютно достоверное значение C_{j-l} не известно (в противном случае вообще пропал бы смысл коррекции). Поэтому как сомножитель для ε^*_j используют либо искаженное значение соседнего отсчета (A^*_{j-l} до корректора, B^*_{j-l} после корректора), либо их оценку[1] $\hat{A}^*_{j-l}$ или $\hat{B}^*_{j-l}$. При этом, естественно, приходится мириться с погрешностью в определении b_l.

Рассмотрим первые два случая. С учетом возможного искажения значение $(j—l)$-го элемента сигнала будет

$$A^*_{j-l} = C_{j-l} + \sum_{\substack{r=-n \\ r\neq 0}}^{m} a_r C_{j-l-r} + \zeta_{j-l},$$

где a_r — отклик РЕЭ на входе *КУ* в точке, отстоящей на rT_0 от ООЗ. Перемножая A^*_{j-l} на ε^*_j (3.34) и усредняя, находим

$$\overline{\varepsilon^*_j A^*_{j-l}} = \sum_{\substack{k=-n \\ k\neq 0}}^{m} \overline{b_k C_{j-k} C_{j-l}} + \sum_{\substack{k=-n \\ k\neq 0}}^{m} \overline{\zeta_{j-l} b_k C_{j-k}} + \sum_{\substack{k=-n \\ k\neq 0}}^{m} \sum_{\substack{r=-n \\ r\neq 0}}^{m} \overline{b_k a_r C_{j-k} C_{j-l-r}} +$$

$$+ \overline{\zeta_j C_{j-l}} + \overline{\zeta_{j-l}\zeta_j} + \sum_{\substack{r=-n \\ r\neq 0}}^{m} \overline{\zeta_j a_r C_{j-l-r}} = b_l C^2_{j-l} + \sum_{\substack{k=-(n-l) \\ k\neq 0,\ k\neq l}}^{m-l} b_k a_{-l+k} C^2_{j-k}.$$

[1] Под оценкой понимается сигнал, восстановленный приемником по данным, поступившим из канала. Оценка может отличаться от истинного значения, но обязательно совпадать с одной из возможных информационных позиций неискаженного сигнала.

Переходя к нормированным значениям C, имеем

$$\overline{\varepsilon^*_j A^*_{j-l}} = b_l + \sum_{\substack{k=-(n-l) \\ k\neq 0,\ k\neq l}}^{m-l} b_k a_{k-l} = b_l - \Delta_l,$$

где Δ_l — погрешность в определении отклика

$$\Delta_l = \sum_{\substack{k=-(n-l) \\ k\neq 0,\ k\neq l}}^{m-l} b_k a_{k-l}. \qquad (3.35)$$

Анализируя (3.35), видим, что погрешность тем больше, чем больше исходные МСИ и чем больше остаточные искажения на выходе корректора. Влияние внешней помехи на величину погрешности отсутствует. Аналогичный вид будет иметь формула и для $\overline{\varepsilon^*_j B^*_{j-l}}$ с той лишь разницей, что в (3.35) вместо a_{k-l} будет стоять b_{k-l} — отсчетное значение отклика РЕЭ после корректора. Погрешность Δ_l в этом случае определяется исключительно остаточными искажениями и будет уменьшаться по мере сходимости корректора.

Оценим второй способ вычисления b_l, когда в качестве сомножителя для ε^*_j используется оценка $(j-l)$-го элемента B^*_{j-l}. Правильная оценка может быть получена только с определенной степенью верности, так как формируется она в результате восприятия приемником данного элемента сигнала в условиях помех. Предполагая сигнал двоичным, для которого $\hat{B}^*_{j-l} = \operatorname{sign} B^*_{j-l}$, определим вероятность того, что вместо правильного знака был зафиксирован противоположный. Распределение МСИ примем по верхней границе, т. е. соответствующим нормальному закону (см. § 1.3):

$$P_{\text{ош}_{j-l}} = \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma^2_\Phi + E^2}}\right).$$

Тогда, используя (3.34),

$$\overline{\varepsilon^*_j \hat{B}^*_{j-l}} = \left(1 - P_{\text{ош}_{j-l}}\right) \overline{\sum_{\substack{k=-n \\ k\neq 0}}^{m} b_k C_{j-k}\, C_{j-l}} +$$

$$+ P_{\text{ош}_{j-l}} \overline{\sum_{\substack{k=-n \\ k\neq 0}}^{m} b_k C_{j-k}\left(-C_{j-l}\right)} + \overline{\zeta_j \hat{B}^*_{j-l}} =$$

$$= b_l C^2_{j-l} - 2P_{\text{ош}} b_l C^2_{j-l} = b_l - 2b_l \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma^2_\Phi + E^2}}\right) = b_l - \Delta_l.$$

Здесь уже погрешность в определении b_l зависит от величины внешней помехи

$$\Delta_l = 2b_l \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma^2_\Phi + E^2}}\right).$$

Однако влияние ее невелико, так как практически даже в наиболее тяжелых случаях вероятность ошибки, как правило, не превышает $3-5 \cdot 10^{-2}$.

Во многих случаях интерес представляет не само значение отклика реакции на единичный элемент в какой-либо точке отсчета, а его знак: $\operatorname{sign} b_l = \operatorname{sign} \overline{\varepsilon^*_j C_{j-l}}$. Это удобно там, где для усреднения используются двоичные логические элементы (например реверсивные счетчики). В этом случае погрешность в определении b_l проявит себя лишь при очень малых значениях b_l, что характерно для далеко отстоящих от ООЗ откликов, а также для конечного этапа коррекции.

Что касается достоверности данных об откликах РЕЭ, выдаваемых *АУ*, то если говорить об одиночном отсчете, здесь положение несколько хуже, чем в случае, рассмотренном в предыдущем разделе [ф-ла 3.31], так как при определении значения РЕЭ по рабочему сигналу существенное влияние на результат оценки наряду с внешней помехой оказывают и имеющиеся МСИ. В данном случае [по аналогии с (3.31)]

$$P_{\text{ош}\,l} = \Phi\left(\frac{b_l}{\sqrt{\sigma_{\text{ф}}^2 + E^2 - b_l^2}}\right). \qquad (3.36)$$

Однако существенно большее количество моментов анализа в единицу времени (соответствует числу элементов линейного сигнала за выбранный отрезок времени) с лихвой компенсирует этот недостаток.

3.7. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К УУ

Назначением *УУ* является восприятие сигналов о величине МСИ от *АУ* (обобщенно или дифференцированно по отдельным составляющим), усреднение их с целью повышения верности, формирование управляющих сигналов и запоминание состояний регулирующих элементов *КУ*. Естественно, лучшим будет считаться такое *УУ*, которое при минимальном количестве схемных элементов обеспечит наибольшее повышение верности управляющих сигналов для *КУ* и сделает это за меньшее время. Отсюда основными параметрами *УУ* являются:

коэффициент η, отражающий, во сколько раз вероятность ошибочной команды $P'_{\text{ош}}$, поступающей на *КУ*, уменьшилась за счет усреднения по отношению к вероятности выдачи ошибочных данных $P_{\text{ош}}$ из *АУ*.

$$\eta = P_{\text{ош}}/P'_{\text{ош}}; \qquad (3.37)$$

период усреднения $T_{\text{и}}$, характеризующий время, необходимое для достижения заданного значения η;

шаг регулировки δ, показывающий степень изменения регулируемой величины при поступлении очередной команды.

Приведенные параметры легко определяются в случае дискретного способа регулировки и с некоторыми оговорками могут быть использованы для оценки аналоговых систем.

Вышеуказанные требования являются основными, однако имеется еще ряд условий, невыполнение которых может вызвать снижение качественных показателей адаптивной системы коррекции в целом. Так, при применении цифровых методов усреднения и регулировки величина шага, с которым изменяются параметры *КУ*, не должна быть очень большой, так как это влечет за собой скачкообразное изменение МСИ, особенно опасное в установившемся режиме работы. Кроме того, при неоптимальном выборе базисных функций после такого шага возможна длительная перестройка опорных колебаний приемника, что, как указывалось выше, в отдельных случаях затруднит сходимость корректора.

Изменение положений регуляторов в процессе управления *КУ* не должно сопровождаться появлением помехи в частотном тракте, характерным для дискретной регулировки. Это требование, которое подчас трудно выполнимо, несущественно практически для всех видов корректоров, кроме адаптивных, так как в последних не прекращается работа органов настройки во время передачи рабочего сигнала.

Поскольку в функции *КУ* входит запоминание положений регуляторов, которые определяют параметры *КУ* на различных этапах коррекции, в том числе и в установившемся режиме, очень важно, чтобы различного рода аппаратурные помехи и сбои не влияли на элементы памяти, так как при работе АКС это может периодически приводить к резкому возрастанию МСИ во время передачи рабочего сигнала и последующей длительной перестройке системы «корректор-приемник».

В соответствии с выполняемыми задачами *УУ* можно разбить на три функциональные части: интегрирующее устройство, запоминающее устройство и регулирующее устройство. Известно множество различных способов построения этих элементов *УУ*. Рассмотрим некоторые из них.

3.8. ВИДЫ ИНТЕГРИРУЮЩИХ И ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ УУ

Наиболее часто в качестве интегрирующих (усредняющих) устройств АКС применяются реверсивные счетчики. Они используются не только в цифровых системах управления *КУ*, но часто и в аналоговых, где для их сопряжения с аналоговыми датчиками и устройствами восприятия ставятся специальные согласующие устройства. Столь широкому распространению реверсивных счетчиков в аппаратуре передачи цифровых сигналов в немалой степени способствовало развитие микроэлектроники, позволившее создать малогабаритные, высоконадежные и стабильные в работе элементы. Функциональная схема реверсивного счетчика приведена на рис. 3.7. Принцип действия этой схемы хорошо из-

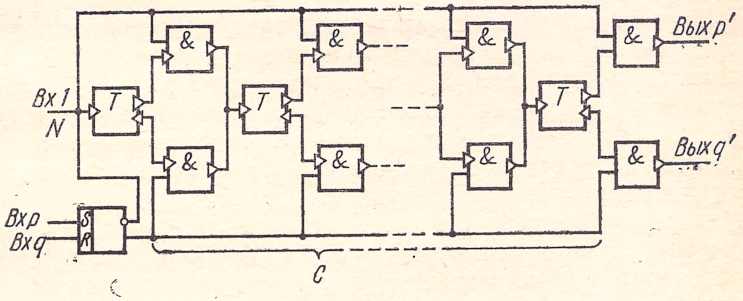


Рис. 3.7. Схема реверсивного счетчика

вестен (см., например, [11, 62]), поэтому приведем здесь только основные соотношения, необходимые для расчета.

На *Вх 1* за интервал времени *T* поступает *N* продвигающих импульсов. С вероятностью *P* на *Вх p* поступают импульсы, соответствующие, например, истинной ситуации (всего за время *T* поступит *NP* импульсов). Если на *Вх p* не подается импульс, то он приходит на *Вх q*, что при принятых условиях явится ложной ситуацией (на этот вход придет *NQ* символов).

Количество импульсов *N'*, выходящих за пределы реверсивного счетчика, тем меньше, чем больше число разрядов в нем. Аналогично увеличивается разница между вероятностью их появления на выходе истинной ситуации — *Вых p'*

(вероятность P') и выходе ложной ситуации — *Вых q'* (вероятность Q'), что является полезным эффектом работы счетчика.

Если число разрядов реверсивного счетчика обозначить C, то соотношение количества продвигающих импульсов и импульсов, вышедших за пределы реверсивного счетчика, в среднем будет [55]

$$\frac{\overline{N}}{N'} = \frac{2C}{P-Q} \cdot \frac{1}{1+(Q/P)^C} - \frac{C}{P-Q}. \tag{3.38}$$

Для установившейся ситуации, когда $P=Q=0{,}5$

$$\overline{N}/N' = C^2. \tag{3.39}$$

Что касается вероятности появления сигналов на выходе реверсивного счетчика, то для истинной ситуации

$$P' = \frac{1}{(Q/P)^C + 1}, \tag{3.40}$$

а для ложной ситуации

$$Q' = 1 - P' = \frac{(Q/P)^C}{(Q/P)^C + 1}. \tag{3.41}$$

Коэффициент η, характеризующий степень уменьшения вероятности получения на выходе реверсивного счетчика ошибочной команды (3.37), будет равен

$$\eta = \frac{Q}{Q'} = \frac{Q\,[(Q/P)^C + 1]}{(Q/P)^C}. \tag{3.42}$$

Из этой формулы может быть найдено среднестатистическое значение периода усреднения $T_и$ (см. § 3.7)

$$T_{и_{ср}} \approx T_0\eta/(4Q\Delta); \quad \Delta = P - Q, \tag{3.43}$$

где T_0 — интервал поступления на счетчик продвигающих импульсов.

Схема другого распространенного вида интегрирующего устройства основана на использовании усредняющих свойств конденсатора. В простейшем случае такое устройство представляет собой интегрирующую *RC*-цепочку, вход которой подсоединен к датчику *АУ*, а выход связан со входом регулирующего элемента. К сожалению, простота реализации не окупает многих недостатков, характерных для этой схемы, что ограничивает практическое применение подобных устройств. Параметры такой схемы существенно меняются в зависимости от величины заряда, накопленного в конденсаторе. Кроме того, трудно сохранить неизменным напряжение на конденсаторе при перерыве связи, что приводит к необходимости перестройки корректора даже после кратковременного пропадания сигнала. С целью устранения этих недостатков используют генераторы тока для перезаряда конденсатора в рабочем режиме и применяют высокоомные развязывающие каскады, предохраняющие конденсатор от саморазряда во время блокировки органов управления корректором. Относительно редкое использование конденсатора в качестве интегрирующего элемента можно еще объяснить и отсутствием высокостабильных и простых в настройке и эксплуатации аналоговых регулирующих элементов, с которыми хорошо могли бы сопрягаться подобные схе-

мы. Применяемые ранее в качестве интегрирующих устройств электромеханические узлы — электродвигатели, сельсины — из-за низкой надежности в настоящее время не используются.

Запоминающие устройства в существующих и проектируемых системах с АКС, как правило, в явном виде отсутствуют. Эти функции выполняет накопительный элемент интегрирующего устройства. Наилучшим образом отвечает требованиям, предъявляемым к запоминающим устройствам, реверсивный счетчик, блокировка состояния которого осуществляется очень просто, и это состояние может сохраняться неограниченно долго.

3.9. ВИДЫ РЕГУЛИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ УУ

Назначение регулирующего устройства состоит в изменении коэффициента передачи элементов *КУ*, стоящих в общей или локальной цепи прохождения сигнала, что обусловливает получение необходимой конфигурации ЧХ. Это изменение может быть как плавным (например для устройств, регулирующих затухание по отводам гармонического корректора), так и ступенчатым (корректор на базе переключаемых звеньев).

Выбор того или иного типа устройства, регулирующего коэффициент передачи, определяется прежде всего тем, в каком виде поступают на него управляющие команды — цифровом или аналоговом. Наиболее распространены цифровые регулирующие устройства, обладающие хорошими техническими характеристиками — линейной зависимостью коэффициента передачи при изменении управляющего сигнала, высокой стабильностью во времени и при изменении параметров окружающей среды и т. д.

Схема одного из широко распространенных регулирующих устройств, так называемого «r — 2r», приведена на рис. 3.8. Оно ис-

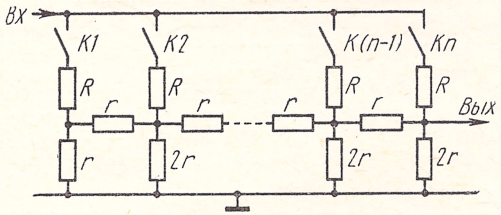


Рис. 3.8. Схема устройства «*r*—2*r*»

пользуется, например, в аппаратуре, разработанной лабораториями «Bell» (США) [3]. Контакты реле (в американской аппаратуре использованы герконы, отличающиеся высокой надежностью) связаны с поразрядными выходами реверсивного счетчика и их состояние — замкнуты или разомкнуты — определяется наличием или отсутствием сигнала на соответствующем выходе. Наибольшее затухание получается в том случае, если замкнут только один контакт *К1*, наименьшее — при замыкании всех контактов.

Продвижение условной «единицы» по реверсивному счетчику приводит к линейному (с малой ступенчатостью) изменению (возрастанию или убыванию) коэффициента передачи.

К недостаткам устройства следует в первую очередь отнести большой абсолютный коэффициент затухания, так как для обеспечения линейности выбирают $R \gg r$. Это требует применения специальных усилителей на выходе схемы, которые наряду с полезным сигналом могут «вытягивать» и различного рода помехи, что, естественно, крайне нежелательно. Кроме того, во многих случаях требуется осуществлять не просто изменение коэффициента передачи, а совмещать такое изменение с возможностью инвертирования полярности проходящего сигнала. В описанной схеме достигнуть этого достаточно трудно.

От указанных недостатков свободна схема [13, 43], изображенная на рис. 3.9. Принцип ее работы состоит в следующем. Посту-

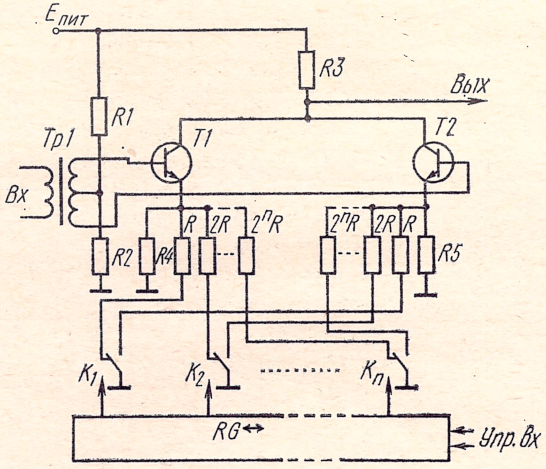


Рис. 3.9. Схема регулирующего устройства с компенсацией изменений постоянной составляющей

пающий на вход сигнал с помощью трансформатора *Тр1* преобразуется в прямой и инверсный сигналы. Последние подаются на соответствующие базы двух транзисторов *Т1* и *Т2*, коллекторы которых объединены и подключены к выходному резистору *R3*. В эмиттерной цепи этих транзисторов имеется набор весовых резисторов R, $2R$, $4R$, ..., 2^nR, которые попарно через переключаемые клапаны K_1, K_2, K_3, ..., K_n соединяются с общим проводом питания. Управление клапанами осуществляется по командам, поступающим с поразрядных выходов реверсивного счетчика, выполняющего функции интегрирующего и запоминающего устройства. Изменение коэффициента передачи сигнала происходит за счет подключения определенной комбинации весовых резисторов в

эмиттерную цепь транзисторов так, чтобы суммарная величина всех подключенных резисторов оставалась постоянной. Это обеспечивает неизменность постоянной составляющей на выходе схемы при любых положениях клапанов, так как возможное изменение ее было бы воспринято последующими цепями как помеха. Схема позволяет изменять не только коэффициент передачи, но и полярность сигнала. Подобное устройство применяется в одной из современных разработок [13, 46, 48]. Оно прошло всесторонние испытания и зарекомендовало себя как стабильный, надежный элемент АКС (см. § 5.5).

В качестве примера регулирующего устройства, предназначенного для управления аналоговым сигналом, можно предложить запатентованный в ФРГ [65] каскад, схема которого изображена на рис. 3.10. Принцип действия ее основан на том, что в

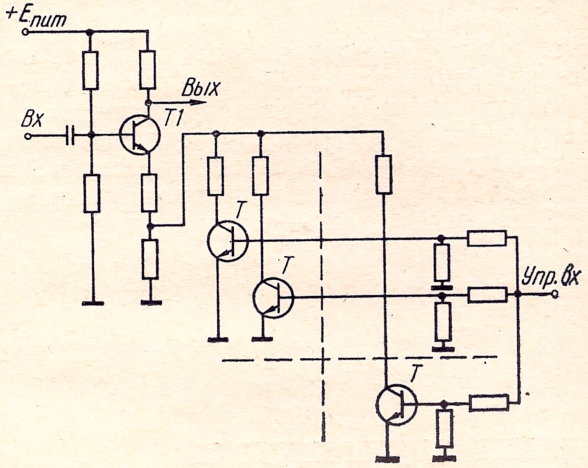


Рис. 3.10. Схема регулирующего устройства, управляемого аналоговым сигналом

зависимости от напряжения на управляющем входе (*Упр. вх*) открывается определенное количество транзисторов *Т*, которые, шунтируя эмиттерную цепь транзистора *Т1*, изменяют коэффициент передачи между точками *Вх* и *Вых*. Недостаток устройства состоит, во-первых, в том, что изменение сигнала осуществляется только по уровню без возможности смены знака, а, во-вторых, в «плавании» постоянной составляющей пропорционально величине коэффициента передачи управляемого каскада. Последнее, как указывалось выше, может быть воспринято последующими устройствами как помеха, искажающая рабочий сигнал.

Устройство, изображенное на рис. 3.11, свободно от этих недостатков. Здесь изменение коэффициента усиления достигается изменением дифференциального сопротивления цепи, состоящей из последовательно включенных диодов. Величина дифференци-

ального сопротивления определяется напряжением, поступающим на управляющий вход (*Упр. вх*). Максимальный коэффициент передачи получается в тех случаях, когда сигнал на *Упр. вх* равен нулю или $E_{пит}$. Эти две ситуации отличаются лишь знаком коэф-

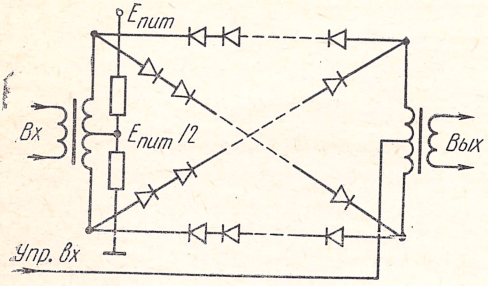


Рис. 3.11. Схема балансового регулирующего устройства, управляемого аналоговым сигналом

фициента передачи. Если напряжение на *Упр. вх* равно $0{,}5\,E_{пит}$, то коэффициент передачи равен нулю, так как все диоды будут закрыты. Большое количество диодов в цепочках необходимо для того, чтобы сделать характеристику нелинейного звена более пологой и тем самым уменьшить возможные нелинейные искажения проходящего сигнала. Экспериментальная проверка этой схемы в составе АКС показала хорошие результаты.

4

ГЛАВА

Алгоритмы адаптации и процесс сходимости АКС

4.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Задача коррекции межсимвольных искажений заключается в получении частотных характеристик корректора, обеспечивающих свойство отсчетности (селективности) принимаемого сигнала в точке анализа приемника. В АКС это достигается надлежащим выбором варьируемых параметров корректора v_{-n}, ..., v_0, ..., v_m применительно к конкретному виду сигнала и условиям приема.

Если ЧХ канала известна и, следовательно, определены коэффициенты перед базисными функциями, суперпозиция которых является аппроксимацией данной ЧХ, то оптимальные значения ансамбля коэффициентов $\{v_j\}_{-n}^{m}$ могут быть найдены расчетным

путем (см. §§ 2.5 и 2.6). Однако такие расчеты весьма трудоемки и практически выполнимы только с помощью ЭВМ. Это не приемлемо для реальных условий, так как на процесс вхождения в связь, включающий все виды фазирования и коррекцию, отводится, как правило, весьма малое время, недостаточное для проведения сложного анализа и соответствующего ему громоздкого расчета. Поэтому даже в том случае, когда наряду с предоставлением канала можно получить данные о его ЧХ, применяют поисковые методы коррекции. Наиболее совершенными из таких методов являются адаптивные, позволяющие наилучшим образом приспособить параметры оконечного оборудования, участвующего в процессе передачи к существующему каналу. В настоящей главе рассматриваются именно эти методы, использование которых возможно и при отсутствии априорных данных о параметрах канала (исключая, конечно, такие, как предельная ширина полосы пропускания, допуски на искажения, динамический диапазон и т. п.).

Исследование будем проводить применительно к наиболее широко распространенному виду *КУ* — гармоническому корректору, предполагая, что полезный сигнал является двоичным и расположен в одной (синфазной) плоскости. Эти условия являются некоторым отступлением от возможной общности анализа, однако, являясь типичными, позволяют наглядно оценить основные особенности адаптивных методов коррекции МСИ.

Запишем ряд обозначений, используемых ранее и вводимых вновь, которые потребуются для дальнейшего исследования: $a_{-n}, ..., a_0, ..., a_m$ или $\{a_j\}_{-n}^{m}$ — отсчетные значения реакции на единичный элемент (РЕЭ) канала без корректора; $b_{-n}, ..., b_0, ..., b_m$ или $\{b_j\}_{-n}^{m}$ — отсчетные значения реакции на единичный элемент системы «канал+корректор»; $c_{-n}, ..., c_0, ..., c_m$ или $\{c_j\}_{-m}^{m}$ — отсчетные значения желаемой РЕЭ на выходе корректора. Очевидно $c_j=0$ при $j\neq 0$ и $c_j=1$ при $j=0$; $C_{-h}, ..., C_j, ..., C_h$ (при $h\to\infty$) — ансамбль неискаженных информационных символов (на передающей стороне); $A_{-h}, ..., A_j, ..., A_h$ (при $h\to\infty$) — ансамбль отсчетных значений сигнала на выходе канала (до корректора); $B_{-h}, ..., B_j, ..., B_h$ (при $h\to\infty$) — ансамбль отсчетных значений сигнала на выходе системы «канал+корректор»; ζ — внешняя аддитивная помеха в j-й точке отсчета. Знак $\wedge$ означает оценку данного отсчета (например $\hat{A}_j$, $\hat{B}_j$), т. е. одно из двух возможных истинных значений, которое регенерировано приемником при поступлении на его вход сигнала, подверженного воздействию МСИ и внешней помехи.

Знак * указывает на то, что какое-либо отсчетное значение искажено внешней помехой (например a^*_j, B^*_j). Другие обозначения введем по ходу изложения.

Изменение параметров корректора $\{v_j\}_{-n}^{m}$ на основе текущей или периодически вводимой тестовой информации, позволяющее достичь со временем оптимальных (в смысле выбранного критерия) значений этих параметров, будем называть адаптацией. Адаптация корректора осуществляется путем его «обучения»[1] соответственно по испытательному и рабочему сигналам.

---

[1] Здесь мы придерживаемся терминологии, принятой в [57, 58].

4.2. ПОНЯТИЯ ОБУЧЕНИЯ И ОПТИМИЗАЦИИ ЗНАЧЕНИЯ КРИТЕРИЯ

Целью обучения АКС является получение минимального значения критерия, характеризующего качество коррекции. Выбирая различные критерии, получим соответствующие им цели обучения. Наиболее распространенным критерием, принятым в настоящей работе в качестве основного, является среднеквадратическая погрешность — E-критерий. Применительно к сигналу на выходе корректора можно записать

$$E^2 = \frac{\sum\limits_{\substack{l=-\infty \\ l\neq 0}}^{\infty} b_l^2}{b_0^2} = \frac{\sum\limits_{l=-\infty}^{\infty} (b_l - c_l)^2}{b_0^2}, \tag{4.1}$$

где b_l и c_l соответствуют обозначениям, приведенным в § 4.1. Величина b_l может быть определена через отсчеты РЕЭ искажающего звена (канала) a_j:

$$b_l = \sum_{k=-n}^{n} v_k a_{l-k}.$$

Значения отсчетов a_l и b_l могут быть получены на практике путем непосредственных измерений. Для этого подают на вход канала периодическую последовательность единичных элементов сигнала, следующих через интервал, превышающий длительность отклика канала. Результаты измерений искажаются присутствующим в канале шумом, так что значения отсчетов a_l и b_l изменяются случайно, от одного значения к другому (a^*_l и b^*_l). Если шум является аддитивным и имеет нулевое среднее значение, то можно ввести в рассмотрение среднестатистическую погрешность

$$\overline{\mathscr{E}^2} = \overline{(b_l^* - c_l)^2}, \tag{4.2}$$

где

$$b_l^* = \sum_{k=-n}^{m} v_k a_{l-k}^* = \sum_{k=-n}^{m} v_k (a_{l-k} + \zeta_{l-k}), \tag{4.3}$$

а ζ_{l-k} — помеха в $(l-k)$-й точке отсчета. Пользуясь общим правилом, найдем условие минимума погрешности (4.2)

$$\frac{\partial \overline{\mathscr{E}^2}}{\partial v_s} = \frac{\partial \overline{(b_l^* - c_l)^2}}{\partial v_s} = 0, \quad s = -n, \ldots, 0, \ldots, m.$$

В рассмотренном случае предполагалась передача в канале тестовых комбинаций в виде редко появляющихся единичных элементов. Поэтому здесь мы имели дело с так называемым обучением по испытательному сигналу, целью которого является достижение минимума погрешности (4.2).

Применительно к условиям работы АКС обучение корректора в процессе передачи полезной информации можно организовать, используя для этой цепи испытательный сигнал, «подмешенный» соответствующим образом к рабочему сигналу (см. § 3.7). Однако применение такого вида обучения приводит либо к снижению скорости передачи полезной информации, либо к затягиванию процесса настройки корректора. Более перспективным является использование непосредственно рабочего сигнала, как исходного для получения информации для управления корректора. Здесь также удобно воспользоваться среднеквадратическим критерием, но записанным уже в следующем виде [77]:

$$\overline{\varepsilon^2} = \overline{(B_l^* - C_l)^2}. \tag{4.4}$$

Обозначения соответствуют приведенным в § 4.1. Здесь

$$B_l^* = \sum_{k=-n}^{m} v_k A_{l-k}^* \tag{4.5}$$

и

$$A_{l-k}^* = \sum_{s=-\infty}^{\infty} a_{l-k-s} C_s + \zeta_{l-k}. \tag{4.6}$$

Подставляя (4.6) в (4.5), получим

$$B_l^* = \sum_{\substack{s=-\infty \\ s\neq l}}^{\infty} C_s \sum_{k=-n}^{m} v_k a_{l-k-s} + \sum_{k=-n}^{m} v_k a_{-k} C_l + \sum_{k=-n}^{m} v_k \zeta_{l-k}.$$

Учитывая, что

$$\sum_{k=-n}^{m} v_k a_{l-k-s} = b_{l-s}, \qquad \sum_{k=-n}^{m} v_k a_{-k} = b_0 = 1,$$

и обозначая помеху

$$\sum_{k=-n}^{m} v_k \zeta_{l-k} = \zeta_l',$$

можно записать

$$B_l^* = \sum_{\substack{s=-\infty \\ s\neq l}}^{\infty} C_s b_{l-s} + C_l + \zeta_l'. \tag{4.7}$$

Из (4.7) видно, что отсчет $B^*{}_l$ сигнала на выходе корректора содержит отсчеты передаваемого сигнала C_l, шума ζ'_l и помехи за счет МСИ, определяемой первым слагаемым. Минимизация погрешности (4.4) должна сводиться к уменьшению межсимвольной помехи, обусловленной отсчетами импульсной реакции b_{l-s} (при $l \neq s$) в системе «канал + корректор».

Условие минимума погрешности $\overline{\mathscr{E}^2}$ будет иметь вид

$$\frac{\partial \overline{\mathscr{E}^2}}{\partial v_s} = \frac{\overline{\partial \left(B_l^* - C_l\right)^2}}{\partial v_s} = 0, \quad s = -n, \ldots, 0, \ldots, m. \tag{4.8}$$

Такой вид обучения называется обучением по рабочему сигналу.

Достижение какой-либо из рассмотренных целей осуществляется с помощью соответствующих алгоритмов обучения, основанных на различных методах оптимизации. Более подробно с этими методами можно познакомиться в [53, 54].

4.3. МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ

Из обширного класса методов оптимизации рассмотрим лишь те, которые могут быть наиболее просто реализованы алгоритмами обучения.

Обозначим в целях обобщения минимизируемый критерий буквой τ и рассмотрим геометрическое представление критерия. Функцию $(m+n+1)$ переменных $\tau(v_{-n}, \ldots, v_0, \ldots, v_m) = \tau(\vec{v})$ называют поверхностью критерия. Для случая двух переменных ее можно изобразить графически (либо в изометрической проекции, либо в одной из ортогональных проекций, как показано на рис. 4.1*а* и *б*). Кривые на рис. 4.1*б* называются линиями уровня.

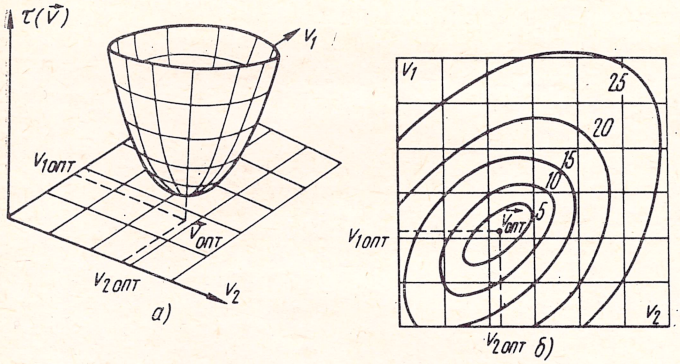


Рис. 4.1. Изображение поверхности критерия τ (v_1, v_2) в изометрической (*а*) и ортогональной (*б*) проекциях

Функция $\tau(\vec{v})$, изображенная на рис. 4.1, является двумерной поверхностью в трехмерном пространстве. Для обозначения пространств, имеющих более, чем три измерения, применяют приставку «гипер». Так, функция $\tau(v_{-n}, \ldots, v_0, \ldots, v_m)$ является $(m+n+1)$-мерной гиперповерхностью в $(m+n+2)$-мерном гиперпространстве. Вместо понятия «линии уровня» говорят о гиперсферах уровня (или гиперлиниях уровня).

Функция называется унимодальной, если в области определения она имеет всего один экстремум. На рис. 4.2*а* и *б* приведены примеры унимодальной и бимодальной функций двух переменных.

Задача оптимизации состоит в том, чтобы найти минимальную точку поверхности критерия. Если функция унимодальная, то при любом методе оптимизации, приводящем к строго убываю-

щим траекториям, в конце концов можно достигнуть самой низкой точки. Однако целесообразно выбирать такую стратегию поиска, которая приведет к цели оптимальным способом. Таким образом, следует не только стремиться определить оптимум функции, но и найти его оптимальным путем.

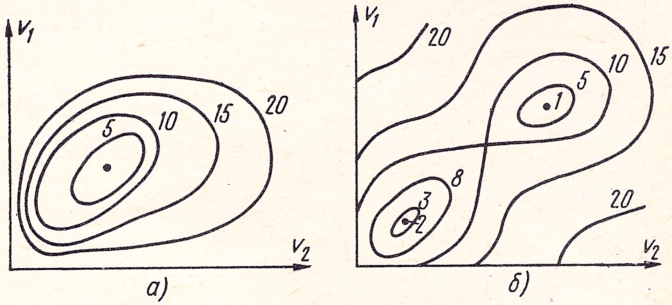


Рис. 4.2. Примеры унимодальной (*а*) и бимодальной (*б*) функций двух переменных

Наиболее простым методом оптимизации является метод Гаусса-Зайделя (метод сечений) [53, 54]. Она заключается в поочередной оптимизации последовательно по каждой переменной v_k ($k=-n, \ldots, 0, \ldots, m$). Сначала оптимизация производится по одной переменной до тех пор, пока критерий $\tau(v_{-n}, \ldots, v_0, \ldots, v_m)$ не перестанет уменьшаться, затем переходят к другой переменной и т. д. Смысл этого метода сводится, таким образом, к поиску минимума τ последовательно по всем переменным так, что на каждом этапе оптимизации минимум отыскивается только по одному параметру. При этом задача многомерной оптимизации сводится к ряду последовательных одномерных задач. Одномерная оптимизация может быть выполнена одним из известных методов (например, методом дихотомии [53]).

Рисунок 4.3 иллюстрирует алгоритм Гаусса-Зайделя для случая двух переменных. Траектория поиска по двум независимым переменным образует лестницу. При работе этим методом за один цикл поиска обычно не удается достигнуть оптимума. Поэтому необходимо многократное повторение циклов.

Многие поверхности критерия характеризуются наличием «оврагов». Овраг на поверхности возникает в том случае, когда между переменными существует значительная связь (рис. 4.4). Это приводит к существенному замедлению поиска. Если овраг узкий, то поиск методом Гаусса-Зайделя может закончиться, не дойдя до оптимума. В этом случае нельзя продвинуться вниз по оврагу, не имея возможности перемещаться по диагонали.

Понятие «овраг» в обычном географическом смысле весьма расплывчато и недостаточно четко для анализа методов спуска. В [53] вводится следующее определение оврага: оврагом называется геометрическое место точек, на котором поиск методом Гаусса — Зайделя останавливается, не дойдя до оптимума. Поэтому нижняя точка оврага — лучшее, что может быть достигнуто при дви-

жении в направлении, параллельном одной из координатных осей. Овраг подобного типа (назовем его бесконечно узким) возникает тогда, когда линии уровня обладают точкой излома, в которой первые частные производные терпят разрыв (рис. 4.4). Для гладких линий уровня, где из-за точности вычислений поиск может «остановиться», в [53] введено понятие разрешаемого оврага.

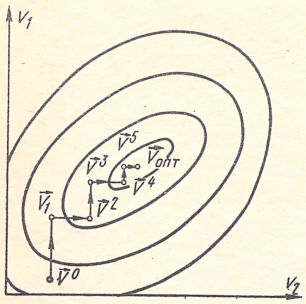


Рис. 4.3. Траектория поиска минимума функции $\tau(v_1, v_2)$ методом Гаусса — Зайделя

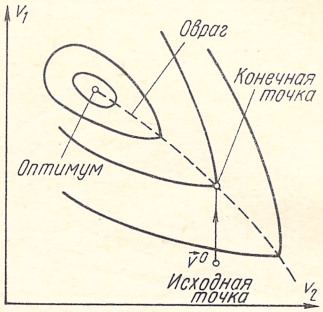


Рис. 4.4. Пример поверхности «овражного» типа

Рассмотрим более эффективный метод оптимизации, широко применяемый в адаптивных корректорах, — метод градиентного спуска [53, 54]. Чтобы пояснить идею градиентных методов, воспользуемся остроумными описаниями ее, приведенными в [53]. Путнику необходимо отыскать вершину холма, сильно заросшего лесом и расположенного на низменности. Хотя из-за лесной чащи исследователь не только не видит, но даже не может узнать форму холма, он в конце концов достигает вершины (в случае унимодальности) просто за счет того, что он непрерывно поднимается вверх. К вершине его приведет любая дорога, но если он торопится, то, вероятно, будет двигаться в том направлении, где наклон холма самый большой, при условии, конечно, что ему не придется взбираться на отвесные скалы. Эта идея восхождения по кратчайшей дороге является основой метода оптимизации, известного под названием метода градиента или метода наискорейшего подъема.

Рассмотрим более подробное понятие градиента функции. Градиент — это вектор, составляющие которого являются частными производными функции τ по всем параметрам:

$$\vec{\nabla}\tau(\vec{v}) = \left(\frac{\partial\tau(\vec{v})}{\partial v_{-n}}, \ldots, \frac{\partial\tau(\vec{v})}{\partial v_0}, \ldots, \frac{\partial\tau(\vec{v})}{\partial v_m}\right).$$

Направление этого вектора указывает направление, в котором критерий возрастает наиболее сильно, а длина вектора характеризует скорость этого возрастания. Вектор градиента в точке $\vec{v}^\circ$ перпендикулярен линии уровня в этой точке. На рис. 4.5 показан двумерный случай. Из рисунка видно, что в точке $\vec{v}^1$ длина вектора градиента больше, чем в точке $\vec{v}^\circ$. Направление, противоположное градиенту, называют антиградиентным и обозначают через $-\vec{\nabla}\tau(\vec{v})$.

Смысл градиентных методов спуска заключается в том, что необходимо определять в каждой точке градиент и осуществлять спуск в направлении, противоположном градиенту. Выберем ис-

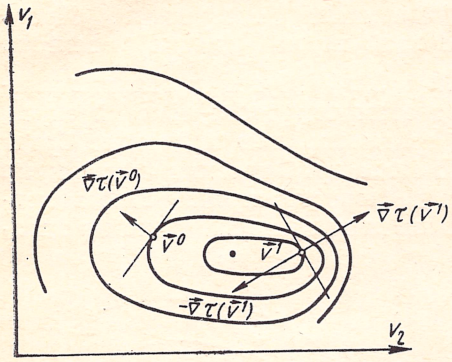


Рис. 4.5. К определению понятия градиента функции

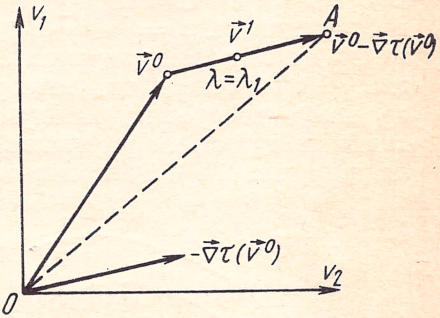


Рис. 4.6. Движение в процессе поиска вдоль прямой линии в направлении антиградиента функции

ходную точку $\vec{v}^0$ (рис. 4.6 — иллюстрация для случая двух переменных). Определим антиградиент в этой точке — $\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^0)$. Этот вектор параллельно перенесем в точку $\vec{v}^0$. Двигаться нужно из точки $\vec{v}^0$ в направлении вектора — $\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^0)$. Вектор OA равен сумме векторов $\vec{v}^0$ и $-\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^0)$, следовательно точка A есть $\vec{v}^0-\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^0)$. Точка $\vec{v}^1$, лежащая на прямой между точками $\vec{v}^0$ и $\vec{v}^0-\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^0)$, удовлетворяет условию $\vec{v}^1=\vec{v}^0+\lambda_1[\vec{v}^0-\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^0)-\vec{v}^0]$ или $\vec{v}^1=\vec{v}^0-\lambda_1\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^0)$. Так как рассматривается конкретная точка $\vec{v}^1$, ей соответствует конкретная величина λ, равная λ_1.

Итак, выбрана точка $\vec{v}^0$, определен антиградиент — $\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^0)$, сделан шаг в этом направлении и получена точка $\vec{v}^1$. Вычислим антиградиентное направление в точке $\vec{v}^1$

$$-\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^1)=\left(-\frac{\partial\tau(\vec{v})}{\partial(v_{-n})},\ \ldots,\ -\frac{\partial\tau(\vec{v})}{\partial v_m}\right)$$

при $v_s=v_s^{(1)}$,

сделаем следующий шаг $\vec{v}^2=\vec{v}^1-\lambda^2\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^1)$ и т. д. На $(j+1)$-й итерации имеем

$$\vec{v}^{(j+1)}=\vec{v}^j-\lambda_{j+1}\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^j),\quad j=0,\ 1,\ 2,\ \ldots. \tag{4.9}$$

Векторная рекуррентная ф-ла (4.9) и составляет основу градиентного алгоритма спуска.

Параметр λ в этом выражении носит название размера или длины шага. В зависимости от выбора длины шага можно получить несколько модификаций градиентных алгоритмов. Пусть $\lambda_1=\lambda_2=\ldots=\lambda_{j+1}=\ldots=\lambda'=\text{const}$. Тогда норма (длина) вектора приращения $|\Delta\vec{v}|=|\vec{v}^{j+1}-\vec{v}^{j}|=\lambda^1|\vec{\nabla}\tau(\vec{v}_j)|$ будет пропорциональна норме вектора градиента. При этом чем более пологий спуск, т. е. чем меньше длина вектора градиента, тем медленнее будет происходить спуск по склону. По мере приближения к оптимуму величина градиента уменьшается и скорость спуска резко замедляется (рис. 4.7*а*). Зависимость величины критерия от номера ша-

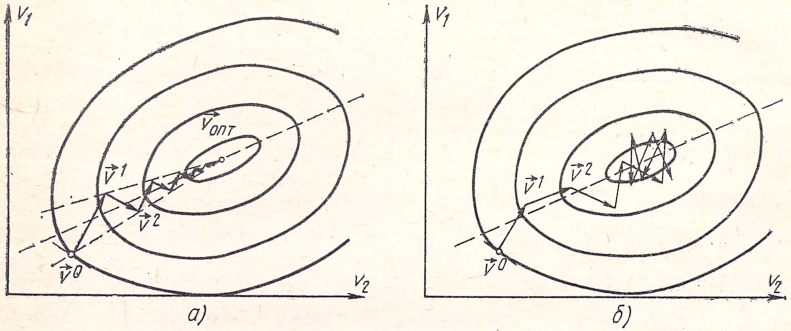


Рис. 4.7. Оптимизация градиентными методами с переменным (*а*) и постоянным (*б*) размером шага λ

га (итерации) имеет в этом случае вид, показанный на рис. 4.8 (кривая *1*).

Увеличить скорость сходимости можно выбором на разных стадиях спуска различной величины шагов. Так, если скорость спуска замедлилась, можно увеличить размер шага, взяв $\lambda''>\lambda'$ (рис. 4.8, кривая *2*).

Рассмотрим еще одну модификацию градиентного алгоритма, которую называют алгоритмом с постоянным шагом. В этом алгоритме шаг выбирается следующим образом:

$$\lambda_{j+1}=\frac{\nu}{|\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^j)|},\quad j=0,\ 1,\ 2,\ \ldots.$$

Тогда

$$|\Delta\vec{v}|=|\vec{v}^{j+1}-\vec{v}^{j}|=\frac{\nu}{|\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^j)|}|\vec{\nabla}\tau(\vec{v}^j)|=\nu,$$

где $\nu=\text{const}$, т. е. независимо от величины градиента всегда производится смещение на одну и ту же величину. Скорость сходимости этого алгоритма будет уже выше, однако в процессе настройки может иметь место процесс «блужда-

ния» (или «зацикливания») в районе оптимума (см. рис. 4.7б). Зависимость величины критерия от номера итерации приведена на рис. 4.8, кривая *3*. Указанное вредное явление можно ослабить выбором подходящей величины ν.

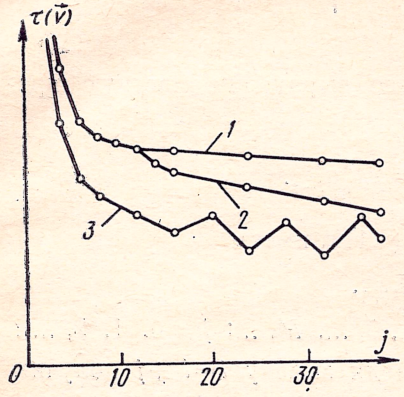


Рис. 4.8. Кривые сходимости градиентных алгоритмов с переменным и постоянным размерами шага λ

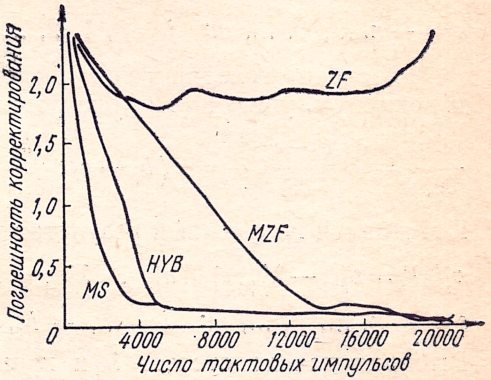


Рис. 4.9. Сравнение скорости сходимости различных алгоритмов обучения корректора

Перейдем теперь к рассмотрению алгоритмов обучения адаптивного корректора.

4.4. АЛГОРИТМ ОБУЧЕНИЯ

Применение описанных выше методов оптимизации для отыскания минимума критерия, заданного в явной форме [например $\tau = E^2$ из (4.1)], дает возможность построить эффективные алгоритмы настройки корректора. Подробное исследование таких алгоритмов можно найти в работах [20, 24, 26, 28, 29, 36].

Рассмотрим вначале процедуру обучения по испытательному сигналу. Целью обучения в этом случае является получение минимума критерия $\tau = \overline{\mathscr{E}^2}$ [см. ф-лу (4.2)]. В общем случае ни критерий, ни его градиент не определены явным образом и поэтому алгоритм градиентного спуска (4.9) нельзя непосредственно применить для нахождения оптимального вектора весовых коэффициентов $\vec{v}_{\text{опт}}$. Однако можно воспользоваться идейной стороной указанного алгоритма. Для этого заменим в нем градиент $\vec{\nabla}\tau = \vec{\nabla}\overline{\mathscr{E}^2} = \overline{\vec{\nabla}(b^*_l - c_l)^2}$ усредненной функции $\mathscr{E}^2$ на градиент $\vec{\nabla}(b^*_l - c_l)^2$ случайной функции

$$e^{*2}_l = (b^*_l - c_l)^2. \tag{4.10}$$

Тогда алгоритм обучения корректора будет иметь вид

$$\vec{v}^{j+1} = \vec{v}^j - \lambda_{j+1}\vec{\nabla} e^2_l(\vec{v}^j), \quad j = 0, 1, 2, \ldots .$$

Этот алгоритм можно представить в координатной форме:

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda_{j+1} \frac{\partial e_l^2(v_{-n}, \ldots, v_0, \ldots, v_m)}{\partial v_s}\Bigg|_{\text{при } v_s = v_s^{(j)}}, \qquad (4.11)$$

$s = -n, \ldots, 0, \ldots, m; \quad j = 0, 1, 2, \ldots$

Определим входящую в последнее выражение частную производную. С учетом (4.3) она равна

$$\frac{\partial e_l^2}{\partial v_s} = \frac{\partial (b_l^* - c_l)^2}{\partial v_s} = 2(b_l^* - c_l)\frac{\partial b_l^*}{\partial v_s} = 2 e_l^* a_{l-s}^*.$$

Подставляя полученный результат в (4.11), имеем

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda'_{j+1} e_l^{*(j)} a_{l-s}^*, \quad \lambda'_{j+1} = 2\lambda_{j+1},$$

$s = -n, \ldots, 0, \ldots, m; \quad l = \ldots, -M, \ldots, 0, \ldots, M, \ldots; \quad j = 0, 1, 2, \ldots$

Выбирая начало отсчета l_0 и производя замену $l = l_0 + j$ получим окончательно

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda'_{j+1} e_{l_0+j}^* a_{l_0+j-s}^*, \qquad (4.12)$$

$s = -n, \ldots, 0, \ldots, m; \quad j = 0, 1, 2, \ldots$

Выражение (4.12) показывает, что для установки s-го регулятора корректора в оптимальное положение необходимо при каждом шаге изменять его положение на величину, пропорциональную произведению отсчета ошибки $e_{l_0+j}^* = b_{l_0+j}^* - c_{l_0+j}^*$ и отсчета $a_{l_0+j-s}^*$ сигнала, снятого с s-го отвода линии задержки. Однако, как указывалось выше, наибольший интерес представляет обучение адаптивного корректора по рабочему сигналу, где целью обучения также является достижение минимума погрешности $\overline{\mathscr{E}^2}$, но уже по ф-ле (4.4). Для получения соответствующего алгоритма обучения поступим аналогично тому, как мы делали раньше, т. е. заменим в градиентном алгоритме (4.9) градиент $\vec{\nabla}\overline{\mathscr{E}^2} = \vec{\nabla}\overline{(B_l^* - C_l)^2}$ усредненной функции $\overline{\mathscr{E}^2}$ на градиент $\vec{\nabla}(B^*{}_l - C_l)^2$ случайной функции

$$\varepsilon_l^{*2} = (B_l^* - C_l)^2. \qquad (4.13)$$

Алгоритм обучения корректора по рабочему сигналу будет иметь вид

$$\vec{v}^{j+1} = \vec{v}^{(j)} - \lambda_{j+1}\vec{\nabla}\varepsilon_{l_0+j}^{*2}(\vec{v}^j), \quad j = 0; 1, 2, \ldots,$$

или в координатной форме

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda_{j+1}\frac{\partial \varepsilon_{l_0+j}^{*2}(v_{-n}, \ldots, v_0, \ldots, v_m)}{\partial v_s}\Bigg|_{\text{при } v_s = v_s^{(j)}}, \qquad (4.14)$$

$s = -n, \ldots, 0, \ldots, m; \quad j = 0, 1, 2, \ldots$

Частная производная (4.14) определяется следующим образом [см. ф-лу (4.5)]:

$$\frac{\partial \varepsilon^{*2}_{l_0+j}}{\partial v_s} = \frac{\partial \left(B^*_{l_0+j} - C_{l_0+j} \right)^2}{\partial v_s} = 2 \left(B^*_{l_0+j} - C_{l_0+j} \right) A^*_{l_0+j-s} =$$

$$= 2 \varepsilon^*_{l_0+j} A^*_{l_0+j-s}.$$

Тогда алгоритм обучения предстанет в виде

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda'_{j+1} \varepsilon^*_{l_0+j} A^*_{l_0+j-s}, \qquad (4.15)$$

$$v_s = -n; \ldots, 0, \ldots, m, \ j = 0, 1, 2, \ldots .$$

Отличие этого алгоритма от алгоритма (4.12) состоит в том, что здесь вычисляется произведение отсчетов ошибки $\varepsilon^*_{l_0+j} = B^*_{l_0+j} - C_{l_0+j}$ между переданными и воспроизведенными на выходе корректора элементами рабочего сигнала и отсчетов $A^*_{l_0+j-s}$ элементов сигнала, появляющегося на отводах линии задержки.

Для реализации алгоритма (4.15) необходимо знать передаваемый сигнал C_{l_0+j} ($j=0, 1, \ldots$). Так как в общем случае этот сигнал неизвестен, то в алгоритме можно использовать его оценку $\hat{B}^*_{l_0+j}$. Эта оценка может быть получена с помощью соответствующего решающего устройства (в простейшем случае с помощью порогового устройства). Однако следует иметь в виду, что при больших искажениях в канале оценка $\hat{B}^*_{l_0+j}$ будет сильно отличаться от сигнала C_{l_0+j} и алгоритм обучения (4.15) может расходиться.

Ослабить влияние помех на процесс обучения можно использованием модифицированных алгоритмов обучения со сглаживающими или усредняющими операторами [58] вида

$$\mathcal{F}_r \vec{\nabla} e^{*2}_{l_0+j} = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^{r} \vec{\nabla} e^{*2}_{l_0+j}$$

и

$$\mathcal{F}_r \vec{\nabla} \varepsilon^{*2}_{l_0+j} = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^{r} \vec{\nabla} \varepsilon^{*2}_{l_0+j}.$$

Тогда модифицированный алгоритм обучения по испытательному сигналу запишется в векторной форме следующим образом:

$$\vec{v}^{j+1} = \vec{v}^{j} - \lambda'_{j+1} \frac{1}{r} \sum_{i=j\,r+1}^{(j+1)\,r} \vec{\nabla} e^{*2}_{l_0+i}, \ j = 0, 1, 2, \ldots .$$

Для модифицированного алгоритма обучения по рабочему сигналу имеем

$$\vec{v}^{j+1} = \vec{v}^{j} - \lambda'_{j+1} \frac{1}{r} \sum_{i=jr+1}^{(j+1)r} \vec{\nabla} \varepsilon^{*2}_{l_0+i}, \quad j = 0, 1, 2, \ldots .$$

При достаточно большом значении r ($r \approx 20 \div 40$) величину шага λ'_{j+1}/r можно выбрать постоянной на каждой итерации, т. е.

$$\frac{\lambda'_{j+1}}{r} = \lambda < \lambda_{\text{макс}}, \quad j = 0, 1, 2, \ldots .$$

Представим указанные алгоритмы обучения в координатной форме:

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jr+1}^{(j+1)r} e^*_{l_0+i} a^*_{l_0+i-s}, \tag{4.16}$$

$s = -n, \ldots, 0, \ldots, m; \quad j = 0, 1, 2, \ldots,$

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jr+1}^{(j+1)r} \varepsilon^*_{l_0+i} A^*_{l_0+i-s}, \tag{4.17}$$

$s = -n, \ldots, 0, \ldots, m; \quad f = 0, 1, 2, \ldots .$

Приведенные выше способы обучения корректора не исчерпывают всего многообразия возможных алгоритмов. В литературе встречаются алгоритмы, порожденные критериями качества, отличными от (4.2) и (4.4), а так же эвристические, найденные интуитивным путем. Некоторые, наиболее известные из них, приведены ниже. Обозначения параметров, входящих в формулы, соответствуют приведенным в § 4.1, а также ф-лам (4.10) и (4.13).

1. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda e^*_j a^*_{j-s}$

2. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jr+1}^{(j+1)r} e^*_i a^*_{i-s}.$

[20], [28], [66]

3. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \operatorname{sign} e^*_j.$ [29]

4. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda e^*_j.$ [21]

5. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \varepsilon^*_j A^*_{j-s}.$

6. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jr+1}^{(j+1)r} \varepsilon^*_i A^*_{i-s}.$

[79], [70], [6]

7. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda A^*_{j-s} \operatorname{sign} \varepsilon^*_j$

8. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jr+1}^{(j+1)r} A^*_{i-s} \operatorname{sign} \varepsilon^*_i.$

[70]

9. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \operatorname{sign} \varepsilon_j^* \operatorname{sign} A_{j-s}^*$. [73]

10. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jr+1}^{(j+1)} \operatorname{sign} \varepsilon^* \operatorname{sign} A_{i-s}^*$. [70]

11. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jr+1}^{(j+1)r} \operatorname{sign} \varepsilon_i^* \operatorname{sign} B_{i-s}^*$

12. $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \operatorname{sign} \sum_{i=jr+1}^{(j+1)r} \varepsilon_i^* \hat{B}_{i-s}^*$. [29], [75]

Сравнение некоторых алгоритмов обучения корректора было проведено в работе [70]. Результаты сравнения по скорости сходимости, полученные с помощью моделирования системы адаптивной коррекции на ЭВМ, представлены на рис. 4.9. Сокращенные обозначения алгоритмов, приведенных на графике, заимствованы из [70]. Кривая *MS* соответствует алгоритму 6, *HYB* — алгоритму 4, *MZF* — алгоритму 10, а *ZF* — алгоритму 11. Алгоритм 6 имеет наибольшую скорость сходимости. Следует заметить, что к достоверности этих данных с практической точки зрения следует относиться осторожно, так как они получены в идеализированных условиях и не учитывают специфику реального канала и особенности работы приемника.

К сожалению, в общем случае невозможно дать какие-либо рекомендации по применению того или иного алгоритма. Они определяются в каждом конкретном случае условиями работы аппаратуры связи, элементной базой, на которой основывается реализация АКС, и многими другими факторами.

4.5. ПРОЦЕСС СХОДИМОСТИ

Процесс сходимости корректора характеризуется зависимостью величины, количественно оценивающей степень МСИ (критерия) на данном этапе коррекции, от времени t, прошедшего с начала настройки

$$E_t = W(t). \tag{4.18}$$

Графические примеры зависимости $W(t)$ для различных алгоритмов настройки АКС, заимствованные из зарубежных источников, приведены на рис. 4.9. На практике подчас трудно в явном виде выделить аналитический критерий как функцию времени. Поэтому иногда используют обратную зависимость

$$t = \theta(E_t), \tag{4.19}$$

жестко связанную с (4.18).

Обозначим величину исходных искажений через E_0, а остаточную помеху за счет МСИ, возникающую при достижении в системе устойчивого равновесия, когда возможности *КУ* полностью исчерпаны, запишем как $E_{\text{мин}}$. Тогда время, затраченное на процесс коррекции T_a, может быть найдено из выражения

$$T_a = \theta(E_0, E_{\text{мин}}).$$

Величина T_a является одним из важнейших параметров любого корректора и называется временем абсолютной сходимости. Однако из-за длительности последних этапов коррек-

ции и трудности определения момента окончания динамики в ходе обучения корректора на практике используют более четкий параметр $T_с$, называемый условным временем сходимости. Время $T_с$ измеряется от начала коррекции до момента, когда остаточные искажения достигнут некоторой, наперед заданной величины E_Δ, т. е. $T_с = \theta(E_0, E_\Delta)$, где E_Δ — остаточная величина помехи за счет МСИ, при которой уже возможна устойчивая передача информации и процесс коррекции можно считать законченным.

Характер кривой $E_t = W(t)$, в зависимости от способа настройки, может быть как монотонный (аналоговые методы управления *КУ*), так и ступенчатый (дискретные методы управления). В АКС, как указывалось, в большинстве случаев «ступеньки» кривой при дискретных методах управления *КУ* выбираются небольшими, что позволяет при анализе использовать монотонную аппроксимацию реальной кривой. Функции $W(t)$ и $\theta(E)$ определяются, естественно, не только аргументами, заключенными в скобки. Параметры процесса сходимости зависят от многих других факторов, основными из которых являются:

величина и форма кривой распределения плотности вероятностей внешней помехи;

соотношение величин коэффициентов перед базисными функциями ЧХ корректируемого звена (см. модель канала, § 3.2);

возможная погрешность в работе *АУ* при определении направления изменения регуляторов (см. § 3.3);

параметры *УУ* (см. § 3.7).

Функциональные зависимости (4.18) и (4.19) в общем виде можно записать следующим образом:

$$E_t = W'(t, P_{ош}^{(АУ)}, \eta, \delta, T_и, \zeta, r_0, r_1, \ldots, r_n); \tag{4.20}$$

$$t = \theta'(E_t, P_{ош}^{(АУ)}, \eta, \delta, T_и, \zeta, r_0, r_1, \ldots, r_n). \tag{4.21}$$

Здесь $P_{ош}^{АУ}$ — вероятность выдачи *АУ* ложных данных о направлении движения регуляторов; η — коэффициент, отражающий, во сколько раз вероятность ошибочной команды $P_{ош}^{УУ}$, поступающей на *КУ*, уменьшилась за счет усреднения в *УУ* по отношению к вероятности $P_{ош}^{АУ}$ (см. § 3.7); δ — шаг регулировки; $T_и$ — период усреднения (интеграции), характеризующий время, необходимое для достижения определенного значения η; ζ — внешняя помеха; r_i — весовые коэффициенты перед базисными функциями ЧХ корректируемого звена (см. § 3.2).

Пригодные для расчета функции (4.20) или (4.21) в общем виде чрезвычайно сложны. Получить удобные для инженерного применения зависимости можно только при наличии ряда допущений и ограничений (с учетом, естественно, того, чтобы такие отступления не привели к грубым ошибкам при расчетах). Исходя из этой предпосылки, определим в явном виде зависимости (4.20) или (4.21) для двух типичных случаев работы АКС.

4.6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕССА СХОДИМОСТИ ПРИ ОЦЕНКЕ МСИ НЕПОСРЕДСТВЕННО ПО РЕЭ

Описание одного из вариантов метода определения данных о МСИ в таком типе АКС приведено в § 3.6. Примем следующий алгоритм работы АКС:

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jm+1}^{(j+1)m} \operatorname{sign} e_i^*.$$

Обозначения соответствуют принятым в § 4.4 и ф-ле 4.10.

Зададимся некоторыми исходными условиями:

КУ представляет собой гармонический корректор, линия задержки которого имеет $(n+m+1)$ отводов;

отклики реакции на единичный элемент на j-м этапе коррекции имеют нормированную величину $b_{-n_j}, \ldots, b_{-1_j}, b_{0_j} = 1, \ldots, b_{m_j}$;

критерий, характеризующий МСИ на j-м этапе коррекции, соответствующем моменту времени t, есть

$$E_t^2 = E_j^2 = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} b_{i_j}^2; \qquad (4.22)$$

исходные искажения определяются выражением

$$E_0^2 = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} b_{i_0}^2;$$

процесс коррекции закончен, когда E_j достигнет значения E_Δ, при котором с влиянием МСИ на верность принимаемой информации можно не считаться;

внешняя помеха аддитивна и имеет нормальное распределение с дисперсией σ^2_Φ;

искажения относительно невелики, т. е. имеется предварительная грубая коррекция;

регулировки в отводах *КУ* независимы;

количество шагов величиной δ в i-м отводе за некоторый произвольно выбранный небольшой интервал времени Δt прямо пропорционально собственно интервалу Δt, разности вероятностей (определяемых в *АУ*) истинного направления движения регуляторов $1 - P_{\text{ош}_i}^{\text{АУ}}$ и ложного $P_{\text{ош}_i}^{\text{АУ}}$, обратно пропорционально величине периода усреднения $T_\text{и}$.

В соответствии с последней предпосылкой, выбирая Δt настолько малым по отношению к величине абсолютного времени сходимости, чтобы соблюдалась линейная зависимость между ко-

личеством шагов регулятора в отводах *КУ*, совершенных за указанный интервал Δt, и его величиной, можем записать

$$h_{i_{j+1}} = k \frac{\left(1 - P^{(АУ)}_{ош_{i_{j+1}}}\right) - P^{(АУ)}_{ош_{i_{j+1}}}}{T_и} \Delta t = k \frac{1 - 2P^{(АУ)}_{ош_{i_{j+1}}}}{T_и} \Delta t,$$

где $h_{i_{j+1}}$ — количество шагов величиной δ, сделанных регулятором в i-м отводе на $(j+1)$-м этапе коррекции за интервал $\{t, t+\Delta t\}$; k — коэффициент пропорциональности.

При принятых условиях величина изменения отклика в i-м отводе — $\Delta b_{i_{j+1}}$ за время Δt составит

$$-\Delta b_{i_{j+1}} = \delta h_{i_{j+1}} = k \frac{\delta}{T_и} \left(1 - 2P^{(АУ)}_{ош_{i_{j+1}}}\right) \Delta t. \qquad (4.23)$$

Знак «—» означает, что с увеличением времени величина b_i уменьшается.

Определим величину k путем следующих логических рассуждений. Предположим идеальный случай, когда внешняя помеха отсутствует, и следовательно, $P^{АУ}_{ош_{i_{j+1}}} = 0$. Выберем интервал $\Delta t'$ таким, чтобы он совпал с периодом усреднения $T_и$, необходимым для совершения одного шага. Тогда величина шага δ будет равна приращению $|\Delta b'_{i_{j+1}}|$ отклика b_i. Иными словами, рассмотрим случай, когда $|\Delta b'_{i_{j+1}}| = \delta$; $P^{АУ}_{ош_{i_{j+1}}} = 0$; $\Delta t' = T_и$. С учетом этих равенств на основании (4.23) $k = 1$. Таким образом,

$$-\Delta b_{i_{j+1}} = \frac{\delta}{T_и} \left(1 - 2P^{(АУ)}_{ош_{i_{j+1}}}\right) \Delta t. \qquad (4.24)$$

Вероятность ошибки $P^{АУ}_{ош_{i_{j+1}}}$ при воздействии «нормальной» флуктуационной помехи для этого вида АКС определяется по ф-ле (3.31)

$$P^{(АУ)}_{ош_{i_{j+1}}} = \Phi\left(\frac{b_{i_{j+1}}}{\sigma_ф}\right).$$

Учитывая, что в соответствии с исходными условиями значения b_i невелики и предполагая, что помеха $\sigma_ф$ соизмерима с ними, заменим выражение для $P^{АУ}_{ош_{i_{j+1}}}$ аппроксимирующим выражением [30]:

$$\Phi(z) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(z - \frac{z^3}{6} + \frac{z^5}{40} - \ldots\right).$$

Ограничиваясь двумя первыми членами разложения, можем записать

$$P^{(АУ)}_{ош_{i_{j+1}}} \approx \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{b_{i_{j+1}}}{\sigma_ф}. \qquad (4.25)$$

Тогда, подставляя (4.25) в (4.24), получаем

$$-\Delta b_{i_{j+1}} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\delta}{T_{\text{н}} \sigma_{\text{ф}}} b_{i_{j+1}} \Delta t = \varkappa b_{i_{j+1}} \Delta t, \tag{4.26}$$

где

$$\varkappa = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\delta}{T_{\text{н}} \sigma_{\text{ф}}}. \tag{4.27}$$

Таким образом, за время Δt на $(j+1)$-м этапе коррекции величина отклика в i-м отводе при принятых условиях изменится на величину $\Delta b_{i_{j+1}}$, которая определяется по ф-ле (4.26).

Вернемся к выражению (4.22). Если на j-м этапе коррекции, т. е. через время t от начала коррекции, величина искажений есть

$$E_j^2 = E_t^2 = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} b_{i_j}^2,$$

то на $(j+1)$-м этапе

$$E_{t+\Delta t}^2 = E_t^2 - \Delta E_t^2 = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} (b_{i_j} - \Delta b_{i_{j+1}})^2$$

или с учетом малости $\Delta b_{i_{j+1}}$

$$E_{t+\Delta t}^2 = E_t^2 - \Delta E_t^2 \approx \sum_{\substack{i=-n \\ j \neq 0}}^{m} b_{i_j}^2 - 2 \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} b_{i_j} \Delta b_{i_{j+1}}.$$

Отсюда

$$\Delta E_t^2 = E_t^2 - E_{t+\Delta t}^2 = 2 \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} b_{j_j} \Delta b_{i_{j+1}}$$

или с учетом (4.26)

$$-\Delta E_t^2 = 2\varkappa \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} b_{i_j} b_{i_{j+1}} \Delta t. \tag{4.28}$$

Заменяя реальную кривую зависимости $E^2{}_t$ от времени t монотонной, перейдем к бесконечно малым значениям, устремляя $\Delta E^2{}_t \to dE^2{}_t$ и $\Delta t \to dt$. Учитывая, что при $\Delta t \to 0$ в соответствии с (4.22)

$$\sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} b_{i_j} b_{i_{j+1}} \to \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} b_{i_j}^2 = E_j^2 = E_t^2,$$

можем записать

$$-dE_t^2 = 2\varkappa E_t^2 dt. \tag{4.29}$$

Выражение (4.29) представляет собой дифференциальное уравнение первого порядка с разделяющимися переменными. Действительно, $dt=-dE^2_t/2\mathcal{K}E^2_t$. Решая это уравнение относительно t с учетом граничного условия ($E_t=E_0$ при $t=0$), имеем

$$t=-\frac{1}{2\mathcal{K}}\int_{E_0^2}^{E_t^2}\frac{dE^2}{E^2}=\frac{1}{2\mathcal{K}}\ln\frac{E_0^2}{E_t^2},$$

или, принимая во внимание (4.28),

$$t=\sqrt{\frac{\pi}{2}}\frac{T_и\sigma_ф}{\delta}\ln\frac{E_0}{E_t}. \qquad (4.30)$$

Выражение (4.30) соответствует записанным в общем виде (4.19) и (4.21).

На основании (4.30) можем найти и обратную зависимость [см. (4.18) и (4.20)]:

$$E_t=E_0\mathrm{e}^{-\sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{\delta}{T_и\sigma_ф}t}. \qquad (4.31)$$

Заменяя в (4.30) переменную E_t допустимым значением E_Δ, при котором прием сигнала можно уже считать удовлетворительным, определим основной параметр процесса сходимости — условное время сходимости $T_с$:

$$T_с=\sqrt{\frac{\pi}{2}}\frac{T_и\sigma_ф}{\delta}\ln\frac{E_0}{E_\Delta}. \qquad (4.32)$$

Из (4.32) следует, что параметр $T_с$ прямо пропорционален периоду усреднения, величине помехи, отношению исходных искажений к достигаемым в процессе коррекции и обратно пропорционален величине шага регулировки, что полностью согласуется с физикой процесса.

Во многих случаях более удобно пользоваться не абсолютным временем t, а относительным временем x, т. е. $x=t/T_с$. При этом, на основании (4.32) и (4.30)

$$x=\frac{\ln(E_0/E_t)}{\ln(E_0/E_\Delta)}=\ln E_0\left(\frac{1}{E_t}-\frac{1}{E_\Delta}\right).$$

Аналогично для (4.31)

$$E_t=E_0\mathrm{e}^{-x\ln(E_0/E_\Delta)}.$$

Зависимости E_t/E_0 от x при различных значениях отношения E_0/E_Δ представлены в виде графиков на рис. 4.10.

4.7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕССА СХОДИМОСТИ ПРИ ОЦЕНКЕ МСИ ПО РАБОЧЕМУ СИГНАЛУ

Рассмотрим один из методов настройки АКС по рабочему сигналу. Описание принципа определения данных о МСИ в

таких типах АКС приведено в § 3.6. Алгоритм настройки, согласно классификации в § 4.4, примем соответствующим п. 11:

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_{i=jm+1}^{(j+1)m} \operatorname{sign} \varepsilon_i^* \operatorname{sign} B_{i-s}^*.$$

Этот алгорим носит название знакового, так как обработке подвергаются не сами значения регистрируемых параметров, а данные об их знаке.

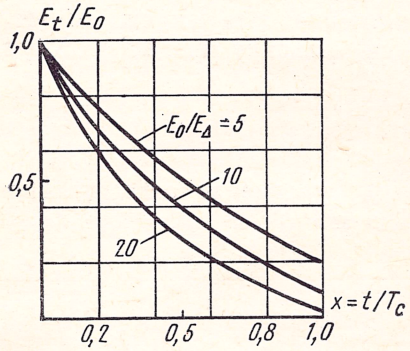


Рис. 4.10. График сходимости АКС при оценке МСИ непосредственно по реакции частотного тракта на единичный элемент

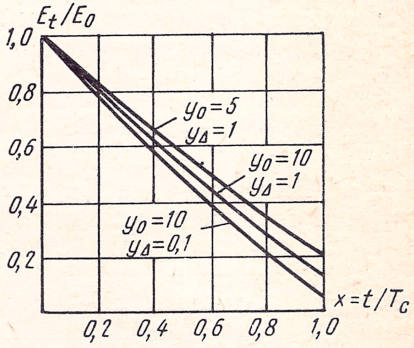


Рис. 4.11. График сходимости АКС, оценивающего МСИ по рабочему сигналу

За исходные предпосылки для расчета примем те же, что и в предыдущем параграфе. Определим величину $\Delta b_{i_{j+1}}$, на которую уменьшится отсчетное значение РЕЭ в i-м отводе на $(j+1)$-м этапе коррекции в предположении, что длительность этого этапа составит время Δt.

Для этого воспользуемся ф-лой (4.24). Вероятность ошибки, входящая в это выражение, может быть найдена на основании (3.36):

$$P^{\text{АУ}}_{\text{ош}\,i_{j+1}} = \Phi\left(\frac{b_{i_{j+1}}}{\sqrt{\sigma_\Phi^2 + E_t^2 - b_{i_{j+1}}^2}}\right) \approx \Phi\left(\frac{b_{i_{j+1}}}{\sqrt{\sigma_\Phi^2 + E_t^2}}\right),$$

или с учетом приближенного равенства (4.25)

$$P^{\text{АУ}}_{\text{ош}\,i_{j+1}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{b_{i_{j+1}}}{\sqrt{\sigma_\Phi^2 + E_t^2}}. \tag{4.33}$$

Подставляя (4.33) в (4.24), получаем

$$\Delta b_{i_{j+1}} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\delta}{T_и} \frac{b_{i_{j+1}}}{\sqrt{\sigma_\Phi^2 + E_t^2}} \Delta t = \varkappa' \frac{b_{i_{j+1}}}{\sqrt{\sigma_\Phi^2 + E_t^2}} \Delta t, \tag{4.34}$$

где

$$\mathcal{K}' = \sqrt{2/\pi}\ \delta/T_{и}. \tag{4.35}$$

Применим методику предыдущего параграфа. Основываясь на рекуррентной формуле $E^2_{t+\Delta t}=E^2_t-\Delta E^2_t$, по аналогии с (4.34) находим

$$-\Delta E_t^2 = 2\sum_{\substack{i=-n\\ i\neq 0}}^{m} b_{i_j}\,\Delta b_{i_{j+1}} = \frac{2\mathcal{K}'}{\sqrt{\sigma_{ф}^2+E_t^2}}\sum_{\substack{i=-n\\ i\neq 0}}^{m} b_{i_j} b_{i_{j+1}}\,\Delta t. \tag{4.36}$$

Переходя к бесконечно малым значениям, а именно $\Delta t\to dt$ и $\Delta E^2_t\to dE^2_t$, по-прежнему опираясь на методику предыдущего раздела, имеем

$$-dE_t^2 = 2\mathcal{K}'\frac{E_t^2}{\sqrt{\sigma_{ф}^2+E_t^2}}\,dt. \tag{4.37}$$

Решим полученное дифференциальное уравнение относительно t с учетом граничного условия $E_t=E_0$ при $t=0$:

$$t = -\frac{1}{2\mathcal{K}'}\int_{E_0^2}^{E_t^2}\frac{E^2}{\sqrt{\sigma_{ф}^2+E^2}}\,dE^2 =$$

$$= \frac{\sigma_{ф}}{\mathcal{K}'}\left[\sqrt{1+\left(\frac{E_0}{\sigma_{ф}}\right)^2}-\sqrt{1+\left(\frac{E_t}{\sigma_{ф}}\right)^2}+\ln\frac{E_t}{E_0}\,\frac{\sqrt{1+\left(\frac{E_0}{\sigma_{ф}}\right)^2}-1}{\sqrt{1+\left(\frac{E_t}{\sigma_{ф}}\right)^2}-1}\right].$$

Обозначая $E_t/\sigma_{ф}=y$ и $E_0/\sigma_{ф}=y_0$, с учетом (4.35) можем записать

$$t = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\,\frac{T_{и}\sigma_{ф}}{\delta}\left[\sqrt{1+y_0^2}-\sqrt{1+y^2}+\ln\frac{y}{y_0}\,\frac{\sqrt{1+y_0^2}-1}{\sqrt{1+y^2}-1}\right]. \tag{4.38}$$

На основе этого выражения, к сожалению, уже невозможно получить аналитически обратную зависимость $E_t=W(t)$. Воспользуемся (4.38) для определения T_c. Обозначая $y_\Delta = E_\Delta/\sigma_{ф}$, находим

$$T_c = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\,\frac{T_{и}\sigma_{ф}}{\delta}\left[\sqrt{1+y_0^2}-\sqrt{1+y_\Delta^2}+\ln\frac{y_\Delta}{y_0}\,\frac{\sqrt{1+y_0^2}-1}{\sqrt{1+y_\Delta^2}-1}\right]. \tag{4.39}$$

Для нормированного времени

$$x = \frac{t}{T_c} = \frac{\sqrt{1+y_0^2}-\sqrt{1+y^2}+\ln\frac{y}{y_0}\,\frac{\sqrt{1+y_0^2}-1}{\sqrt{1+y^2}-1}}{\sqrt{1+y_0^2}-\sqrt{1+y_\Delta^2}+\ln\frac{y_\Delta}{y_0}\,\frac{\sqrt{1+y_0^2}-1}{\sqrt{1+y_\Delta^2}-1}}. \tag{4.40}$$

Зависимость $y/y_0 = E_t/E_0$ от нормированного времени x для некоторых значений $y_0=E_0/\sigma_{ф}$ и $y_\Delta = E_\Delta/\sigma_{ф}$ иллюстрируется графиком (рис. 4.11).

Сравнивая графики на рис. 4.10 и 4.11, можно заметить, что скорость спадания кривых в системе координат $\{E_t/E_0,\ t/T_c\}$ в первом случае несколько выше, чем во втором. Однако это соотношение становится противоположным, если по оси абсцисс отложить реальное время. Дело в том, что величины $T_и$ в выражениях (4.30) и (4.38) сильно отличаются за счет того, что при первом алгоритме $(T^{(1)}_и)$ тестовая комбинация поступает относительно редко (в противном случае имело бы место значительное снижение пропускной способности). При втором же алгоритме $(T^{(2)}_и)$ каждый единичный элемент сигнала является информативным для получения данных о МСИ.

Иллюстрацией сказанному может служить график (рис. 4.12), на котором в едином масштабе изображены кривые сходимости

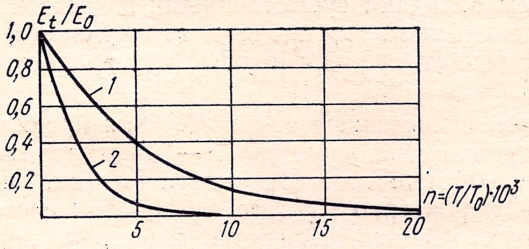


Рис. 4.12. Сравнение скорости сходимости АКС при двух различных способах оценки МСИ

для обоих алгоритмов, рассчитанные применительно к следующим конкретным условиям:

период усреднения для случая настройки *КУ* непосредственно по РЕЭ (кривая *1*) составляет 400 тактовых интервалов $(T^{(1)}_и = 400\,T_0)$, а для настройки путем вычисления РЕЭ по рабочему сигналу (кривая *2*) — 64 тактовых интервала $(T^{(2)}_и = 64\,T_0)$;

исходное значение E-критерия некорректированного канала равно 0,5 $(E_0 = 0{,}5)$; среднеквадратическое значение внешней помехи составляет 20% от E_0 $(\sigma_ф = 0{,}2E_0)$; шаг регулировки равен 1% $(\delta = 10^{-2})$.

5

ГЛАВА

Виды адаптивных корректоров сигнала

5.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Многообразие типов адаптивных корректоров сигнала обусловлено большим количеством разнообразных условий, в которых приходится работать аппаратуре передачи данных. Выбор

типа АКС зависит от характеристик используемого канала, вида передаваемого сигнала, требований по скорости вхождения в связь, структуры и статистических свойств помехи, стоимостных факторов и многих других причин. Описание всех известных методов построения АКС невозможно в рамках настоящей работы, да и нецелесообразно, так как многие модификации повторяют отдельные, часто употребляемые решения, являясь оригинальными лишь в плане их комбинации.

Задачей настоящей главы является описание способов реализации АКС применительно к некоторым типичным условиям передачи. При этом не ставилась цель описать только наилучшие решения, получившие в последнее время наибольшее распространение. Некоторые приведенные ниже (с соответствующими комментариями) схемы обладают существенными недостатками, но на их примере можно наглядно проследить те трудности, с которыми приходится сталкиваться разработчику при проектировании аппаратуры с АКС.

Применяемые в настоящее время *КУ*, как правило, состоят из двух крупных функциональных узлов — предварительного (грубого) корректора *ПК* и точного корректора *ТК* (см. рис. 2.1). Такое построение *КУ* характерно, прежде всего, для систем передачи данных с высокой удельной скоростью и вызвано необходимостью уменьшения «функциональной нагрузки» на наиболее сложный элемент — *ТК*. Если скорость передачи относительно невелика (менее 0,7—0,8 бит/с на 1 Гц полосы пропускания канала), то *ПК* может быть использован в качестве единственного средства борьбы с МСИ.

Важным является вопрос о необходимости автоматизации управления *ПК* в АКС (управление точным корректором в АКС, естественно, всегда автоматическое). Если используются каналы, закрепленные за данным направлением связи, то автоматизировать управление *ПК* во многих случаях нецелесообразно из-за редкого использования устройства автоматизации. На стадии организации связи и при подключении нового канала, отличающегося по характеристикам от каналов используемого ансамбля (например канала по обходной трассе при аварии основной магистрали), можно допустить ручную установку *ПК*.

Иначе дело обстоит в случае передачи данных по коммутируемым каналам, где не представляется возможным заранее определить параметры тракта и они могут меняться в широких пределах при организации каждой новой связи. Здесь уже автоматическое управление *ПК* необходимо, и цепь обратной связи управления АКС должна включать в себя как *ТК*, так и *ПК*. Учитывая особенно интенсивное развитие систем передачи данных именно по коммутируемым каналам связи (в соответствии с принципами ЕАСС), проблема автоматической настройки *ПК* приобретает особое значение. Описание практических схем АКС начнем применительно к этой проблеме и с такой аппаратуры, в которой автоматически уп-

равляемый *ПК* является единственным корректирующим элементом (среднескоростная передача данных).

Ниже будут описаны схемы лишь «истинных» АКС, т. е. таких, настройка которых осуществляется исключительно по рабочему сигналу без применения каких-либо тестовых комбинаций.

5.2. АДАПТИВНЫЙ КОРРЕКТОР НА БАЗЕ НАБОРА ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ

Функциональная схема одной из модификаций АКС такого типа [7] применительно к условиям передачи видеосигнала изображена на рис. 5.1. Корректирующее устройство АКС состоит из ансамбля корректирующих звеньев, которые могут посредством

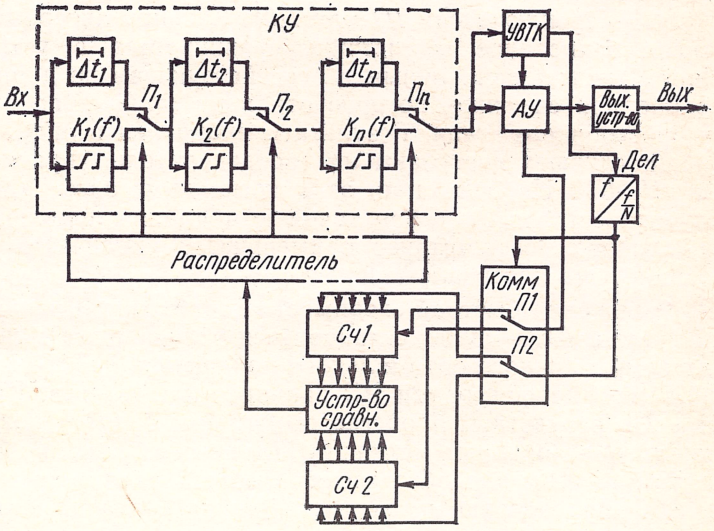


Рис. 5.1. Схема АКС на базе набора переключаемых корректирующих звеньев

переключателей $П_j$ либо включаться в тракт передачи сигнала, либо отключаться от него. В последнем случае сигнал проходит через компенсирующую (эквивалентную) линию задержки, назначение которой состоит в том, чтобы сохранить после отключения звена неизменность фазового положения тактового колебания, выделяемого *УВТК* (устройством выделения тактового колебания), так как несоблюдение этого условия может привести к резкому увеличению ошибок после переключения (см. § 2.8) на время, пока тактовое колебание не займет новое оптимальное фазовое положение. Сигнал с выхода *КУ* поступает на анализирующее устрой-

ство *АУ*, работающее по принципу оценки степени отклонения информационного параметра в точке отсчета от некоторого идеального значения, получаемого путем длительного усреднения (см. § 3.6). Для этого в *АУ* с помощью пороговых устройств формируется зона (или несколько зон), охватывающая неискаженное (идеальное) значение. Выход значения сигнала за эту зону в каждой отсчетной точке фиксируется и в импульсном виде поступает на коммутатор управляющего устройства *(Комм)*. Расчет оптимальной величины зоны приведен в § 3.6. Одновременно в *АУ* осуществляется анализ отсчетного значения сигнала с целью выявления знака переданного символа. Результаты анализа поступают на выходное устройство *(Вых. устр)* и далее к абоненту.

Коммутатор через заранее выбранный интервал анализа LT_0, определяемый делителем *Дел*, создает условия для сброса одного из счетчиков *(Сч1* или *Сч2)*, чтобы сразу после этого обеспечить поступление на этот счетчик импульсных сигналов выходов за зону от *АУ* (через переключатели *П1* или *П2*). К концу интервала анализа число, записанное на счетчике, сравнивается в устройстве сравнения с числом, записанным в бездействующем на данном интервале анализа счетчике, которое отражает количество выходов за зону предыдущего этапа. Результаты сравнения в виде команд «хуже» или «лучше» поступают на распределитель, управляющий ключами $П_j$ *КУ*. На основании этих команд методом «проб и ошибок» осуществляется выбор такой комбинации подключаемых звеньев, которая соответствует наименьшему количеству «выходов за зону» на интервале анализа.

Для обеспечения быстрой сходимости корректора и исключения ситуаций, когда АКС может остановиться в локальном минимуме, не дойдя до возможного оптимального положения, необходим правильный выбор конфигурации ЧХ варьируемых звеньев. Как следует из § 2.4, результаты процесса сходимости будут однозначными, если преобразованные истинные ЧХ звеньев взаимно ортогональны. Кроме того, для обеспечения быстрой сходимости конфигурация ЧХ корректирующих звеньев должна соответствовать базисным функциям, оптимальным для данного вида канала (см. § 3.2). Применительно к стандартному каналу ТЧ, хорошие результаты получаются при выборе ансамбля базисных функций, например, на основе ортогональных полиномов Лежандра (см. § 2.8). В этом случае отсутствует взаимное влияние при подключении (отключении) звеньев, имеющих разную конфигурацию ЧХ, что существенно упрощает программу поиска экстремума. Кроме того, общее количество корректирующих звеньев относительно невелико.

Поскольку процесс настройки АКС должен проводиться при передаче рабочего сигнала, необходимо, чтобы переключение звеньев не приводило к перестройке фазового положения тактового колебания приемника, чреватой появлением большого количества ошибок. Для этого в рассматриваемом *КУ* введены компенсирующие линии задержки, включаемые вместо корректирующих звеньев.

Дадим методику определения величины этой задержки Δt_j применительно к случаю передачи видеосигнала. Коэффициент передачи j-го звена можно записать следующим образом:

$$K_j(F) = [1 + b_j(F)]\, e^{i\varphi_j^{(0)}(F)}.$$

Здесь $\varphi^{(0)}{}_j(F)$ — ФЧХ этого звена; $\varphi^{(0)}{}_j(0) = 0$.

Представим $\varphi^{(0)}{}_j(F)$ в виде суммы знакопеременной функции $\varphi_j(F)$ и некоторой наклонной составляющей с тангенсом η_j угла наклона: $\varphi^{(0)}{}_j(F) = \varphi_j(F) + \eta_j F$. Тангенс η_j ориентировочно выберем так, чтобы отклонение значений $\varphi_j(F)$ от горизонтальной оси было в среднем небольшим (см. § 1.9).

Переходя к характеристике группового времени запаздывания (ХГВЗ) для рассматриваемого звена можем записать

$$\tau_j^{(0)}(F) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi_j^{(0)}(F)}{dF} = \tau_j(F) + \frac{1}{2\pi}\eta_j.$$

Отсюда ориентировочное значение абсолютной задержки звена будет $\tau'_j = \eta_j/2\pi$.

Определим точное значение абсолютной задержки τ''_j, вычислив поправку $\Delta\tau'_j$; $\tau''_j = \tau'_j + \Delta\tau'_j$. Очевидно величина компенсирующей задержки Δt_j должна быть равна τ''_j. Для нахождения $\Delta\tau'_j$ воспользуемся условием истинности ЧХ. На основании табл. 1.2, п. 2.2 определим преобразованную ФЧХ:

$$\Psi_j(F) = S_0(F)\,\varphi_j(F) - S_0(2F_c - F)\,\varphi_j(2F_c - F).$$

Далее в соответствии с табл. 1.2, п. 6 находим

$$h_{\text{опт}} = \frac{\int_0^{F_c}\Psi_j(F)\,\beta(F)\,dF}{\int_0^{F_c}\beta^2(F)\,dF} = \frac{\int_0^{F_c}\Psi_j(F)\,[FS_0(F) - (2F_c - F)\,S_0(2F_c - F)]\,dF}{\int_0^{F_c}[FS_0(F) - (2F_c - F)\,S_0(2F_c - F)]\,dF}.$$

Учитывая, что в соответствии с табл. 1.1, п. 6 $h_{\text{опт}}$ есть тангенс угла наклона истинной ЧХ, получаем

$$\Delta\tau_j = \frac{1}{2\pi}\frac{dh_{\text{опт}\,j}F}{dF} = \frac{1}{2\pi}h_{\text{опт}\,j}.$$

Таким образом, искомая величина компенсирующей линии задержки Δt_j может быть найдена как $\Delta t_j = \tau''_j = (\eta_j + h_{\text{опт}\,j})/2\pi$.

Определяющее влияние на скорость сходимости АКС описанного типа оказывает величина интервала анализа LT_0. При выборе большого значения L точность оценки эффекта от введения новой комбинации звеньев увеличивается, но увеличивается и время сходимости корректора. Поэтому правильный выбор величины LT_0 во многом определяет эксплуатационные характеристики аппаратуры. Можно предложить следующую методику выбора интервала анализа. Эта методика базируется на выведенной ранее ф-ле (3.30), связывающей вероятность ложного шага при переходе от j-го этапа коррекции к $(j+1)$-му, количество отсчетных значений L, приращение (уменьшение) дисперсии суммарной помехи, вызванной введением новой комбинации звеньев $\Delta\sigma^2{}_j$, и собственно дисперсии помехи. Задаваясь величиной внешней помехи $\sigma^2{}_\Phi$ при известном наборе корректирующих звеньев, по формулам табл. 1.1 и 1.2 можно найти наименьшее значение соотношения $\Delta\sigma^2{}_j/\sigma^2{}_j$ (путем перебора различных комбинаций включаемых корректирующих звеньев), предполагая оценку МСИ по верхней границе (см. § 1.3), т. е. заменяя реальное распределение МСИ нормальным законом

$$\frac{\Delta\sigma_j}{\sigma_j^2} = \frac{\Delta E_{j+1}^2 + \Delta\sigma_\Phi^2}{E_j^2 + \sigma_\Phi^2},$$

где $\Delta\sigma^2_{\Phi}$ — изменение дисперсии внешней помехи при переходе от j-го этапа анализа к $(j+1)$-му, а ΔE^2_{j+1} — соответствующее изменение помехи за счет МСИ.

Далее, исходя из требуемой вероятности ошибки в определении правильного направления изменения состояния *КУ* при переходе от j-го этапа анализа к $(j+1)$-му $P_{\text{ош}j+1}$, по ф-ле (3.30) определяется значение L и при известном T_0 искомый интервал LT_0. Такая методика гарантирует, что вероятность ошибки на любом этапе не превысит заданную, однако приводит к некоторому увеличению общего времени сходимости. Более целесообразно так осуществлять выбор характеристик корректирующих звеньев и применять такую стратегию переключения звеньев, чтобы не было большого разброса в соотношении $\Delta\sigma^2_j/\sigma^2_j$ при переходе от этапа к этапу. При этом можно воспользоваться моделью искажений в канале, приведенной в § 3.2. Тогда значение L при каждом переключении будет близко к оптимальному и общее время коррекции уменьшится.

Органическим недостатком описанного АКС является высокая чувствительность к воздействию внешней помехи, изменение уровня которой в процессе коррекции может быть воспринято как результат коммутации звеньев *КУ* и привести к выдаче ложных команд на управление.

Экспериментальная проверка работы устройства [7] применительно к сигналу с ДОФМ, передаваемому со скоростью 2400 бит/с по стандартному каналу ТЧ, дала удовлетворительные результаты: при малой величине помехи корректирующее устройство, рассчитанное на коррекцию 12 переприемных участков и состоящее из семи корректирующих звеньев, надежно устанавливалось в оптимальное положение. При наличии значительной внешней помехи (соотношение сигнал/помеха менее 14—16 дБ) процесс коррекции не всегда заканчивался удачно и отмечалась низкая повторяемость результатов коррекции. Время коррекции колебалось от 10 до 30 с.

5.3. АДАПТИВНЫЙ КОРРЕКТОР НА БАЗЕ ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ ЗВЕНЬЕВ С ДВУМЯ АНАЛИЗАТОРАМИ

Недостатки АКС, описанные в предыдущем параграфе, можно в значительной степени устранить путем некоторого усложнения схемы [49]. Пусть имеется два независимо работающих идентичных *АУ* (*АУ1* и *АУ2*), оценивающих степень искажения сигналов, проходящих через соответствующую им пару *КУ* (*КУ1* и *КУ2*). Функциональная схема такого АКС изображена на рис. 5.2. На вход обоих *КУ* поступает один и тот же рабочий сигнал. Принцип действия каждого *КУ*, *АУ* и соответствующих им распределителей аналогичен принципу действия таких же устройств, описанных в предыдущем параграфе.

Работа схемы протекает следующим образом. Начиная с какого-то момента времени, единого для обеих цепочек прохождения сигнала, начинают функционировать счетчики (*Сч1* и *Сч2*), которые подсчитывают импульсы выхода за зону отсчетного значения сигнала, вырабатываемые соответствующими *АУ*. Для той цепи, в которой счетчик заполнится быстрее (с учетом принципа получения сигналов выхода за зону, описанного в § 3.6), качество коррекции сигнала будет хуже. Это фиксирует устройство сравнения, которое формирует команду об изменении комбинации корректирующих звеньев *КУ*. Команда поступает на распределитель той це-

почки, к которой относится данный счетчик. Одновременно поступает команда на коммутатор *П*, который подключает к выходному устройству приемника цепь с лучшими условиями прохождения сигнала. Перед началом следующей операции оба счетчика сбрасываются и процесс подсчета импульсов выхода за зону начинается снова, повторяясь непрерывно.

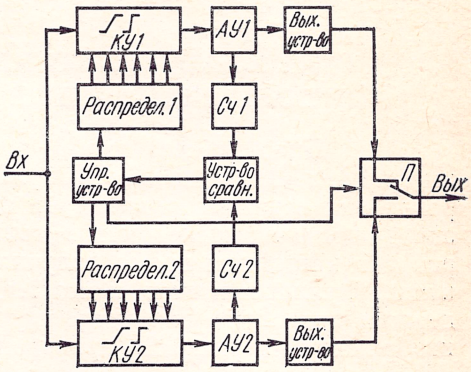


Рис. 5.2. Схема АКС на базе переключаемых корректирующих звеньев с двумя анализаторами

Таким образом, в формировании сигнала, поступающего к абоненту, всегда участвует только та цепочка, в которой установлена комбинация корректирующих звеньев с лучшими по отношению к другой условиями приема. Смежная цепочка в это время находится в режиме поиска, и как только в ней будет найдено более благоприятное состояние, в режим поиска перейдет первая цепочка и коммутатор *П* переключит точку съема информационной последовательности к тому выходу, где найдено более благоприятное состояние и т. д. Такая схема уже в значительно меньшей степени чувствительна к воздействию внешней помехи. Действительно, возрастание шума вызовет одновременно увеличение числа импульсов выхода за зону в обоих *АУ*, но количество их в той цепочке, где величина МСИ больше, все равно будет превышать аналогичное количество в смежной цепочке, где имеют место более благоприятные условия прохождения сигнала, и ошибка в формировании команды, управляющей состоянием *КУ*, не произойдет. Кроме того, верность сравнительной оценки практически не зависит от статистических свойств передаваемого сообщения, так как оба *АУ* воспринимают один и тот же сигнал одновременно.

В ЛЭИС была проведена работа по экспериментальному исследованию такого типа АКС. Изготовленный модем предназначался для передачи сигнала с двукратной или трехкратной относительной фазовой модуляцией при скорости 4800 бит/с. Корректирующее оборудование устанавливалось на входе приемника в радиотракте и состояло из одного, общего для обеих цепочек, грубого корректора, рассчитанного на выравнивание усредненных отклонений ЧХ канала, и двух групп корректирующих звеньев (соответственно для двух цепочек), осуществляющих точную коррекцию в адаптивном режиме. Каждое *КУ* для точной коррекции содержало восемь звеньев, подключение или отключение которых осуществлялось посредством электронных ключей. В приемнике использовался когерентный метод приема, причем зона представляла собой секторы на фазовой

плоскости сигнала, охватывающие неискаженные фазовые позиции, определяемые фазовым положением выделяемого из сигнала когерентного колебания. «Емкость» счетчиков системы сравнения составляла 32 единицы.

Модем прошел лабораторные и линейные испытания. Проведенные испытания показали, что данный способ адаптивной коррекции обеспечивает лучшие показатели в режиме ДОФМ. При количестве переприемных участков в канале ТЧ не более шести обеспечивались устойчивая сходимость корректора и удовлетворительное качество принимаемой информации.

5.4. АДАПТИВНЫЙ КОРРЕКТОР ВИДЕОСИГНАЛА С ОЦЕНКОЙ РЕЭ ПО РАБОЧЕМУ СИГНАЛУ

Впервые сведения об этом типе АКС были опубликованы фирмой «Bell» в 1966 г. [75]. Примененный в нем принцип определения откликов реакции на единичный элемент явился основой для многих последующих модификаций адаптивных корректоров и в настоящее время получил наиболее широкое распространение. Функциональная схема АКС с четырехзвенной линией задержки применительно к приему двухпозиционного видеосигнала изображена на рис. 5.3 (приведенная схема в некоторых непринципиальных деталях для удобства пояснения изменена по отношению к приведенной в [75]).

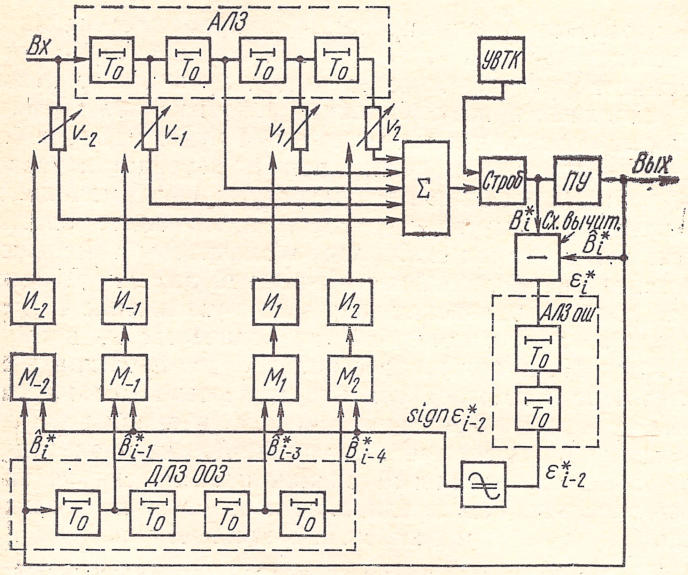


Рис. 5.3. Адаптивный корректор Лакки для видеосигнала

Видеосигнал со входа АКС проходит через обычный гармонический корректор, состоящий из аналоговой линии задержки (*АЛЗ*) с отводами через тактовый интервал T_0, регуляторов затухания по отводам v_s и сумматора. Поскольку работа АКС в дан-

ном случае рассматривается применительно к передаче двоичного сигнала, выходной дискриминатор, на который поступает стробированный (тактовыми импульсами *УВТК*) сигнал от гармонического корректора, представляет собой пороговое устройство *ПУ* с нулевым значением порога. Выход *ПУ* является информационным выходом приемника. Работа остальных узлов АКС сводится к определению знака отклика РЕЭ в каждой из корректируемых точек и на основании полученной информации о знаке изменению в определенную сторону затухания по соответствующему отводу.

Проследим эту работу на примере управления каким-либо одним отводом, например первым (v_1) (принцип регулировки в остальных отводах аналогичен). Сигнал на входе *ПУ* в i-й момент отсчета B_i можно рассматривать как суперпозицию неискаженного основного отсчетного значения передаваемого единичного элемента C_i, откликов реакции на единичный элемент b_s и помехи ζ_i, причем знак каждого отклика в данный момент определяется знаком РЕЭ в соответствующей точке $\operatorname{sign} b_s$ и знаком породившего эти отклики символа $\operatorname{sign} C_{i-s}$:

$$B_i^* = C_i + \sum_{\substack{s=-n \\ s\neq 0}}^{m} |b_s| \operatorname{sign} b_s \operatorname{sign} C_{i-s} + \zeta_i.$$

Символ * означает, что отсчетное значение подвержено влиянию внешней помехи. Выделим в полученной формуле слагаемое, содержащее знак интересующего нас отклика

$$B^*_i = C_i + \sum_{\substack{s=-n \\ s\neq 0 \\ s\neq 1}}^{m} |b_s| \operatorname{sign} b_s \operatorname{sign} C_{i-s} + |b_1| \operatorname{sign} b_1 \operatorname{sign} C_{i-1} + \zeta_i =$$

$$= C_i + \varepsilon'^*_i + |b_1| \operatorname{sign} b_1 \operatorname{sign} C_{i-1},$$

где $\varepsilon^{*\prime}{}_i$ — величина отклонения, содержащая помеху и все отклики, кроме первого.

Начальная операция, совершаемая в АКС с целью определения знака отклика РЭС, состоит в вычитании (*Сх. вычит*) из искаженного отсчетного значения $B^*{}_i$, его регенерированной оценки $\hat{B}^*{}_i = \operatorname{sign} B^*{}_i$. При этом предполагается, что величина ошибки при формировании оценки невелика (это, как правило, имеет место на практике, так как даже при очень больших начальных искажениях вероятность ошибки редко бывает больше $3—5 \cdot 10^{-2}$).

Итак, с учетом $\operatorname{sign} B^*{}_i \approx C_i$ операция вычитания примет вид $\varepsilon^*{}_i = B^*{}_i - \operatorname{sign} B^*{}_i \approx \varepsilon^{*\prime}{}_i + |b_1| \operatorname{sign} b_1 \operatorname{sign} B^*{}_{i-1}$. После прохождения $\varepsilon^*{}_i$ через двухзвенную аналоговую линию задержки (*АЛЗ ош*) на одном входе перемножающего устройства M_1 имеем $\varepsilon^*{}_{i-2} = \varepsilon^{*\prime}{}_{i-2} + |b_1| \operatorname{sign} b_1 \operatorname{sign} B^*{}_{i-3}$, а на втором с учетом прохождения оценки $\operatorname{sign} B^*{}_i$ через три звена двоичной линии задержки *ДЛЗ ООЗ* получаем $\operatorname{sign} B^*{}_{i-3}$.

Результатом перемножения сигналов будет $\varepsilon^*_{i-2}\,\mathrm{sign}\,B^*_{i-3} = \varepsilon^{*\prime}_{i-2}\,\mathrm{sign}\,B^*_{i-3} + |b_1|\,\mathrm{sign}\,b_1\,(\mathrm{sign}\,B^*_{i-3})^2 = \varepsilon^{*\prime}_{i-2}\,\mathrm{sign}\,B^*_{i-3} + |b_1|\,\mathrm{sign}\,b_1$. Так как первое слагаемое состоит из некоррелированных (или, в общем случае, слабо коррелированных) сомножителей, то в результате последней операции — усреднения посредством интегратора $И_1$ — получим искомую информацию о знаке РЕЭ в первой точке отсчета, на основании которой будет производиться управление соответствующим регулятором. То же самое выражается математически как

$$\overline{\varepsilon^*_{i-2}\,\mathrm{sign}\,B^*_{1-3}} \approx |b_1|\,\mathrm{sign}\,b_1 = b_1, \quad \text{так как} \quad \overline{\varepsilon^{*\prime}_{i-2}\,\mathrm{sign}\,B^*_{i-3}} \approx 0.$$

Приведенное здесь описание работы АКС соответствует алгоритму $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_i \varepsilon^*_i\,\mathrm{sign}\,B^*_{i-s}$. Обозначения аналогичны применяемым в гл. 4. Этот алгоритм отличается от приведенных в [75], которые можно записать в следующем виде: $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_i \mathrm{sign}\,\varepsilon^*_i\,\mathrm{sign}\,B^*_{i-s}$ (см. § 4.4, список алгоритмов, п. 11);

$$v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_i \varepsilon^*_i \hat{B}^*_{i-s}$$ (см. то же, п. 12).

Указанное отступление сделано для наглядности выкладок и не затрагивает принципиальной стороны вопроса, хотя может сказаться на технических характеристиках АКС.

Описанный АКС обеспечивает большую скорость сходимости (единицы секунд) и высокую точность коррекции. В то же время [75] устойчивая коррекция возможна лишь при относительно небольших искажениях, в частности, когда исходное значение D-критерия не превышает единицы. Следует заметить, что это утверждение является спорным и во многих случаях не подтверждается практикой. Примером этому служит АКС, описанный в следующем параграфе.

5.5. АДАПТИВНЫЙ КОРРЕКТОР РАДИОСИГНАЛА С ОЦЕНКОЙ РЕЭ ПО РАБОЧЕМУ СИГНАЛУ

Одна из модификаций АКС, обеспечивающая высокие эксплуатационные характеристики, рассмотрена в [13, 44, 46]. Отличительная особенность такого АКС заключается в том, что КУ находится в радиотракте, а управляющие сигналы поступают с выходных цепей приемника. Такое, казалось бы, незначительное отличие позволяет существенно облегчить условия функционирования основных узлов приемника (УВКК, УВТК, устройства АРУ), повысить стабильность их работы и тем самым увеличить устойчивость и точность работы корректора. Важным является и то, что по мере сходимости АКС одновременно оптимизируется и фазовое положение опорных колебаний, облегчая последующую работу корректора.

На рис. 5.4 приведена структурная схема АКС и устройства приема, совокупность которых, ввиду тесной функциональной свя-

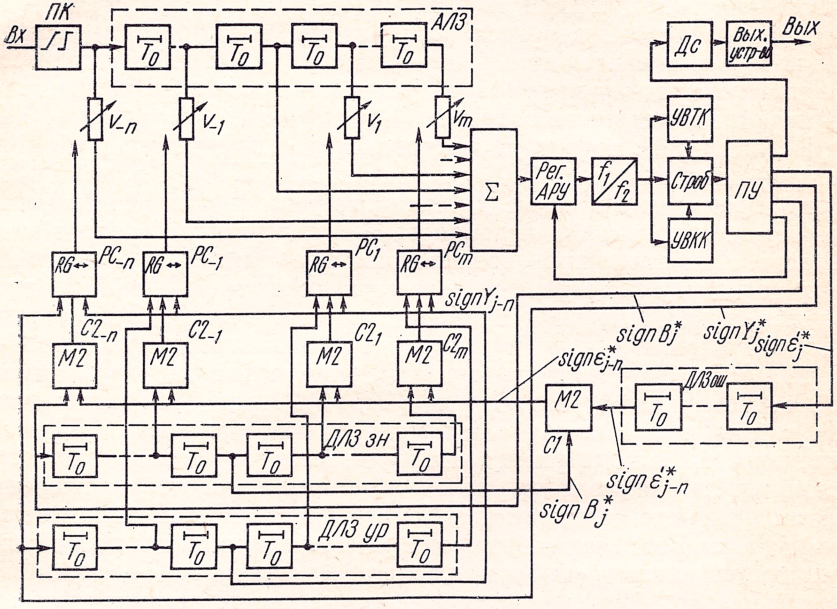


Рис. 5.4. Схема АКС, работающего по знаковому алгоритму

зи узлов, целесообразно назвать адаптивным приемником. Описанное в [13, 44, 46] устройство рассчитано на максимальную скорость передачи 4800 бит/с и использует сигнал с четырехпозиционной АОФМ ОБП (амплитудная относительная фазовая модуляция с частично подавленной одной боковой полосой). Настройка АКС осуществляется по так называемому знаковому алгоритму $v_s^{(j+1)} = v_s^{(j)} - \lambda \sum_j \operatorname{sign} \varepsilon^*_j \operatorname{sign} B^*_{j-s}$. Рассмотрим работу устройств, пользуясь приведенной функциональной схемой.

Сигнал из канала связи проходит предварительный (грубый) корректор (*ПК*), состоящий из набора переключаемых вручную фазовых звеньев, и подается на гармонический корректор, состоящий из аналоговой линии задержки (*АЛЗ*) с $(n+m+1)$ отводами (в [13]—11 отводов), $(n+m)$ регуляторов (v_s) и сумматора. Отношение частоты несущей ($F_0 = 2400$ Гц) к частоте среза ($f_c = B_л/2 = 1200$ Гц) равно целому числу ($h=2$). Поэтому в соответствии с § 2.8 (ф-ла (2.33)) рассматриваемый гармонический корректор обладает всеми достоинствами корректора видеосигнала в части динамического диапазона регулировок и условий сходимо-

сти. Поступающий с выхода корректора сигнал посредством регулятора АРУ (*Рег. АРУ*), управляемого анализирующим устройством приемника, стабилизируется по уровню и переносится с помощью преобразователя частоты в более высокочастотную область (новое значение несущей становится равным 18,4 кГц). Для формирования частоты переноса используется пилот-сигнал, назначение которого сводится только к устранению влияния сдвига частот в канале на работу приемника (устройства для обработки пилот-сигнала на схеме не показаны).

Из высокочастотного радиосигнала выделяются опорные колебания — когерентное (*УВКК*) и тактовое (*УВТК*), с помощью которых происходит процесс детектирования сигнала. Детектирование осуществляется без преобразования исходного сигнала в видеобласть. Для этого производится выборка тактовым импульсом, совпадающим с основным отсчетным значением ближайшего к нему импульса выделенного когерентного колебания. Этот единственный на длине единичного элемента сигнала импульс используется как стробирующий в операции детектирования, осуществляемой стробирующим устройством (*Строб*). Принятый таким образом сигнал поступает на систему пороговых устройств (*ПУ*), где определяется знак ($\operatorname{sign} B^*_j$), информационный уровень ($\operatorname{sign} Y^*_j$) и полярность отклонения за счет помехи отсчетного значения ($\operatorname{sign} \varepsilon'^*_j$), после чего сигнал регенерируется и через выходное устройство выдается потребителю. В системе применены устройства, придающие сигналу информационную «хаотичность» — скремблер и дескремблер. Последний (*Дс*) располагается перед выходным устройством приемника.

Принцип определения в данных о параметрах отсчетного значения сигнала посредством пороговых устройств поясняется примером (рис. 5.5). Область пространства сигнала выше оси абсцисс соответствует положительному отсчет-

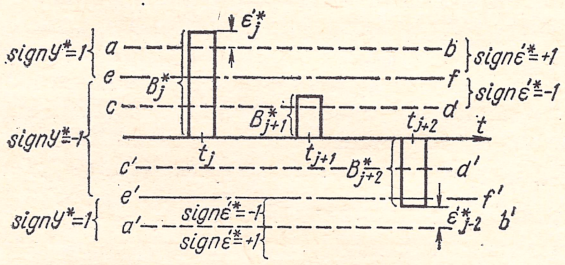


Рис. 5.5. Временна́я диаграмма, поясняющая принцип получения из сигнала исходных данных для работы АКС

ному значению сигнала, ниже оси — отрицательному. Линиями *ab* и *a'b'* отмечено среднее (неискаженное) значение бо́льшего по амплитуде сигнала, а *cd* и *c'd'* — меньшего. Разграничительные линии *ef* и *e'f'* отделяют малый информационный уровень от большого. В принятых обозначениях попадание сигнала в область между линиями *ef* и *e'f'* соответствует отрицательному значению условного параметра Y^*, а вне их — положительному. Определение знака ошибки ε'^*

в данном АКС производится только для большего значения сигнала ($\operatorname{sign} Y = +1$). Области положительных и отрицательных значений ε'^* отмечены на рисунке.

Для приведенного на рис. 5.5 примера можно записать

$$\operatorname{sign} B^*_j = +1, \quad \operatorname{sign} B^*_{j+1} = +1, \quad \operatorname{sign} B^*_{j+2} = -1;$$

$$\operatorname{sign} Y^*_j = +1, \quad \operatorname{sign} Y^*_{j+1} = -1, \quad \operatorname{sign} Y^*_{j+2} = +1;$$

$$\operatorname{sign} \varepsilon'^*_j = +1, \quad \operatorname{sign} \varepsilon'^*_{j+1} \text{ не определяется}, \quad \operatorname{sign} \varepsilon'^*_{j+2} = -1.$$

Рассмотрим теперь работу элементов, непосредственно осуществляющих процесс адаптивной коррекции. Сигнал о знаке ошибки от ПУ — $\operatorname{sign} \varepsilon'^*_j$ — проходит через двоичную линию задержки (*ДЛЗ ош*) длиной nT_0 и умножается (складывается по модулю 2 в сумматоре *С1*) на знак основного отсчетного значения $\operatorname{sign} B^*_j$, прошедшего n звеньев двоичной линии задержки *ДЛЗ зн*. Полученное произведение $\operatorname{sign} \varepsilon'^*_{j-n} \operatorname{sign} B^*_{j-n} = \operatorname{sign} \varepsilon^*_{j-n}$[1] поступает на один из входов устройств *С2*, представляющих собой сумматоры по модулю 2, на вторые входы которых подается сигнал о знаке *ООЗ*, снятый с соответствующих звеньев *ДЛЗ зн*. Получаемая на выходах сумматоров *С2* информация о знаке РЕЭ в отсчетной точке искажена влиянием помехи. Для уменьшения этого влияния сигнал с *С2* усредняется реверсивными счетчиками *РС* и только потом подается на управляющие входы регуляторов затухания по отводам.

«Механизм» определения таким способом данных о знаке РЕЭ в отсчетных точках аналогичен изложенному в предыдущем параграфе. Оговорим отдельные особенности работы описываемого устройства. Как указывалось, определение знака ошибки ε^* производится только при большем значении сигнала, т. е. при $\operatorname{sign} Y = +1$. Сделано это в целях реализационного упрощения. Естественно, при таком подходе, когда $\operatorname{sign} Y = -1$, производить настройку КУ невозможно. Для этого в схеме предусмотрена блокировка работы реверсивных счетчиков по соответствующему сигналу ($\operatorname{sign} Y_{j-n}$), снимаемому с n-го звена двоичной линии задержки *ДЛЗ ур*. Такая особенность алгоритма работы описываемого АКС немного снижает его потенциально возможные качественные показатели [12].

Другая особенность обусловлена тем, что величина откликов за счет влияния соседних единичных элементов сигнала на данный определяется не только конфигурацией РЕЭ, но и информационным значением амплитуды влияющих единичных элементов. Большему единичному элементу сигнала соответствует больший отклик, меньшему — меньший. Очевидно, истинность поступающих с *С2* данных о МСИ при большем отклике будет выше и такие данные как информацию о направлении движения регулятора следует принимать с бóльшим весом. Для этого с отводов *ДЛЗ ур* на соответствующие реверсивные счетчики подаются сигналы, которые в случае поступления данных о большем уровне основного отсчетного значения влияющего единичного элемента сигнала ($\operatorname{sign} Y^*_j = +1$) укорачивают длину РС на один разряд. Эта мера [44] повышает стабильность работы АКС в установившемся режиме и уменьшает влияние помех на процесс сходимости.

Некоторые формулы для расчета основных параметров такого типа АКС приводились выше. Так выражение (4.39) позволяет найти условное время сходимости при воздействии внешней помехи, а на основании ф-лы (4.38) можно построить кривую уменьшения МСИ от времени в процессе коррекции. Период

---

[1] Такой способ получения знака отклонения $\operatorname{sign} \varepsilon^*$ применен только по причине удобства реализации в конкретной схеме.

усреднения $T_и$, содержащийся в (4.38), может быть определен на основании обобщенных ф-л (3.38—3.43) для реверсивного счетчика.

Экспериментальная проверка аппаратуры, построенной по изложенному принципу, показала хорошие результаты [14, 48]. Цифровой характер многих операций и сигналов позволил широко использовать двоичные схемные элементы в микромодульном исполнении, что обеспечило малые габариты аппаратуры, хорошую повторяемость параметров устройств при массовом изготовлении и высокую эксплуатационную надежность. В АКС в качестве накопителей были использованы семиразрядные реверсивные счетчики. Длина линии задержки *АЛЗ* составляла 10 T_0. В качестве регулирующего элемента *КУ* применялась схема, изображенная на рис. 3.9. Время настройки АКС в зависимости от уровня шума в канале и количества переприемных участков колебалось от 3 до 10 с, причем практически во всех случаях корректор сходился.

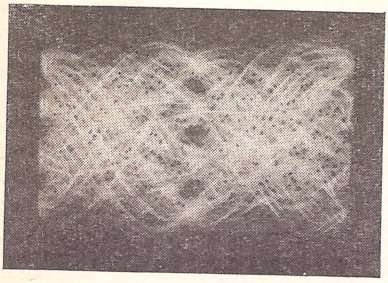


Рис. 5.6. Глазковая диаграмма до начала коррекции

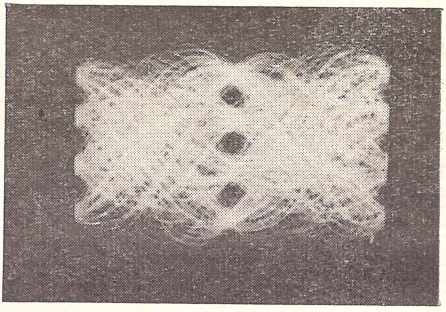


Рис. 5.7. Глазковая диаграмма через 2 с после начала коррекции

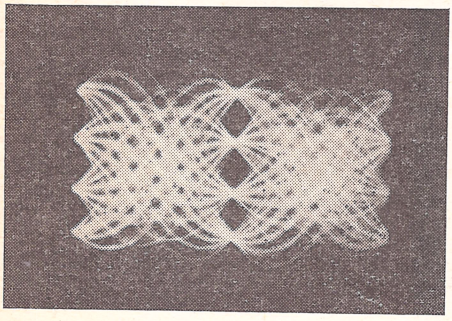


Рис. 5.8. Глазковая диаграмма через 6 с после начала коррекции

На рис. 5.6, 5.7 и 5.8 приведены осциллограммы «глазковой» диаграммы сигнала на входе стробирующего устройства до начала коррекции (рис. 5.6), через 2 с после начала (рис. 5.7) и через 6 с (рис. 5.8). Искажения соответствовали двум переприемным участкам в канале ТЧ (предварительный корректор не использовался).

5.6. АДАПТИВНЫЙ КОРРЕКТОР С ОПТИМИЗАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ПОЛОЖЕНИЙ ОПОРНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Оригинальная идея использовать для выделения и оптимальной установки опорных колебаний приемника данные, получаемые в процессе работы адаптивного корректора, изложена в [68][1]. Метод рассчитан на прием сигнала с одной боковой полосой и использование в качестве *КУ* гармонического корректора. Суть метода выделения опорных колебаний заключается в использовании знаков откликов РЕЭ в четырех точках отсчета, расположенных попарно слева и справа вблизи основного отсчетного значения, и смещении фазы опорных колебаний таким образом, чтобы достигнуть равенства знаков в каждой паре симметрично расположенных отсчетов. Исходные данные для работы систем подстройки предлагается получать, снимая сигналы с соответствующих регуляторов *УУ АКС*.

Рассмотрим принцип работы АКС более подробно. Пусть спектр сигнала ОФМ ОБП имеет косинусквадратичное скругление по краям, как это изображено в верхнем правом углу на рис. 5.9. Примем, что $f_r = f_c/4$. Представляющая интерес синфазная составляющая $R(t)$ соответствующая посылке демодулированного сигнала при идеальной фазе когерентного колебания, определится следующим выражением [11]:

$$R(t) = \frac{f_c}{\pi} \frac{\sin 2\pi f_c t}{f_c t} \frac{\cos 2\pi f_r t}{1 - (4 f_r t)^2}. \qquad (5.1)$$

При идеальном положении стробирующих импульсов тактового колебания отсчетная точка $t=0$ совпадает с максимальным значением $R(t)$, тогда как в остальных отсчетных точках $R(iT_0)=0$, т. е. при $i \neq 0$, $b_i = 0$. Если произошло смещение импульсов тактового колебания, например, в сторону опережения (рис. 5.9*б*, сплошные линии), то в общем случае уже $b_i \neq 0$. В частности, b_{-1} станет положительным, а b_1 — отрицательным (см. рис. 5.9*а*), т. е. sign $(b_1 - b_{-1}) < 0$. Аналогично можно показать, что при смещении положения такта в сторону запаздывания sign $(b_1 - b_{-1}) > 0$. Нетрудно заметить, что величину $(b_1 - b_{-1})$ можно использовать в качестве критерия для оптимального выделения тактового колебания по следующей методике: если sign $(b_1 - b_{-1}) < 0$, то сдвиг тактового колебания должен осуществляться в направлении запаздывания, если же sign $(b_1 - b_{-1}) > 0$, то в направлении опережения. При таком алгоритме работы УВТК наряду с получением оптимального фазового положения тактового колебания существенно облегчается и работа АКС, так как абсолютные значения остаточных откликов в точках, прилежащих к ООЗ, будут минимальными.

Теперь рассмотрим влияние отклонения фазы когерентного колебания. Если имеет место смещение фазы когерентного колебания на угол $\Delta\varphi$, то конфигурация синфазной составляющей единичного элемента сигнала $R'(t)$ может быть определена из соотношения [11] $R'(t) = R(t) \cos\Delta\varphi + Q(t) \sin\Delta\varphi$, где $R(t)$ и $Q(t)$ — огибающие соответственно синфазного и квадратурного компонентов сигнала при отсутствии фазового смещения.

Для рассматриваемого примера $R(t)$ определяется из ф-лы (5.1), а $Q(t)$ может быть найдена из следующего выражения [11]:

$$Q(t) = \frac{f_c}{\pi} \frac{1 - \cos 2\pi f_c t}{f_c t} \frac{\cos 2\pi f_r t}{1 - (4 f_r t)^2}.$$

[1] Авторизованный перевод патента сделан канд. техн. наук Б. С. Даниловым.

На рис. 5.10*а* изображены зависимости $R(t)$, $R'(t)$ для случая $\Delta\varphi=\pi/8$ и огибающая единичного элемента $\sqrt{R^2(t)+Q^2(t)}$. Из рисунка видно, что при изменении фазы когерентного колебания в сторону опережения синфазный компонент $R'(t)$ также смещается в сторону опережения, находясь при этом в пределах результирующей огибающей. При правильной работе системы тактовой синхронизации условие $b_1=b_{-1}$ не будет нарушаться и для $\Delta\varphi\neq0$, тогда как в отсчетных точках $t/T_0=\pm2$ будет $b_2\neq0$ и $b_{-2}\neq0$, причем для рассмотренного

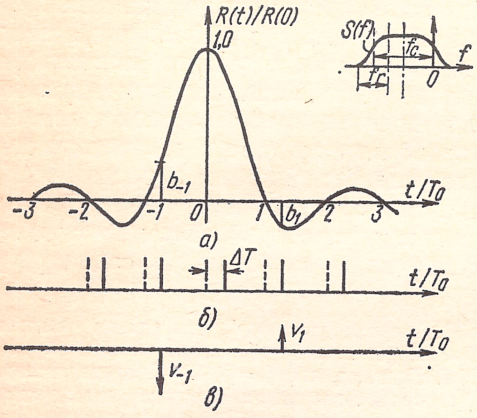


Рис. 5.9. Временна́я диаграмма, поясняющая принцип выделения тактового колебания в АКС Гибсона

случая $b_2>0$, а $b_{-2}<0$. Обеспечиваемые АКС коэффициенты передачи в соответствующих отводах графически представлены на рис. 5.10*б*.

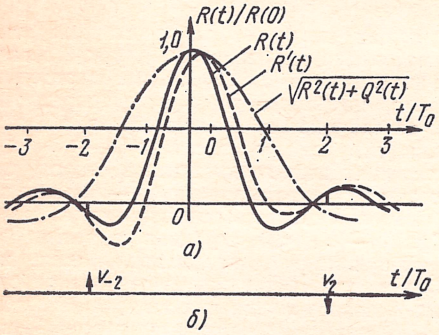


Рис. 5.10. Временна́я диаграмма, поясняющая принцип выделения когерентного колебания в АКС Гибсона

Сигнал (b_2—b_{-2}) можно использовать для точной подстройки фазы когерентного колебания: при b_2—$b_{-2}>0$ совершать перемещение по фазе когерентного колебания в сторону запаздывания, а при b_2—$b_{-2}<0$ — в сторону опережения. Совместная работа такой системы точной подстройки фазы когерентного колебания, описанной системы выделения тактового колебания и корректора обеспечит в установившемся режиме оптимальные условия для приема сигнала.

Функциональная схема устройства [68], предназначенного для передачи данных со скоростью 9600 бит/с по стандартному каналу ТЧ, представлена на рис. 5.11. В устройстве в качестве *КУ* использован гармонический корректор, работающий в адаптивном режиме. С регуляторов корректоров v_{-2}, v_{-1}, v_1, v_2 снимаются сигналы, поступающие на логическую схему. Последняя вырабатывает команды, управляющие системой выделения тактового и коге-

рентного колебаний. Эти команды подаются в виде импульсов на соответствующие устройства добавления — вычитания (*УДВ*), которые, изменяя частость поступления импульсов от задающих генераторов (*Г1* и *Г2*), вызывают фазовое смещение колебаний (тактового и когерентного) на выходах делителей (*Д1*, *Д2*). Выделенные опорные колебания подаются на анализирующее устройство

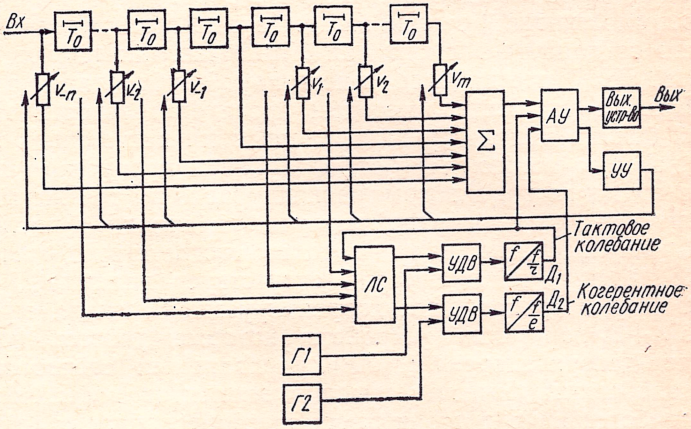


Рис. 5.11. Схема АКС Гибсона

(*АУ*), где участвуют в процессе детектирования и формирования управляющих сигналов для АКС. Логическая схема (*ЛС*), используя подающееся на нее тактовое колебание, обеспечивает несколько режимов работы систем выделения опорных колебаний. Так на начальных этапах вхождения в связь управляющие сигналы формируются на основе информации, поступающей только с ближайших двух отводов. Частость импульсов, выдаваемых для подстройки, при этом относительно высока. Длительность этого режима составляет примерно 5000 T_0.

В следующем режиме ($\sim 15\,000\ T_0$) уже используется информация от всех четырех отводов, но частость выдаваемых команд остается по-прежнему высокой. Последний (установившийся) режим характеризуется малой частостью поступления импульсов на управляющие входы систем синхронизации, что обеспечивает высокую стабильность выделяемых опорных колебаний.

5.7. ПРОСТОЙ АДАПТИВНЫЙ НЕЛИНЕЙНЫЙ КОРРЕКТОР ВИДЕОСИГНАЛА

Данный адаптивный корректор [45] отличается реализационной простотой и высокими эксплуатационными качествами. Он представляет собой ярко выраженный тип нелинейного корректора, в котором функции усредняющего устройства и регулятора выполняет обычный конденсатор.

Принцип действия АКС (на примере двоичного сигнала) состоит в следующем. Отсчетное значение j-го элемента двоичного сиг-

нала, прошедшего через искажающее звено (канал), затягивается во времени на всю величину тактового интервала, превращаясь в прямоугольный импульс с амплитудой, равной отсчетному значению j-го элемента и длительностью T_0. В зависимости от предварительно определенного знака $(j-i)$-го элемента сигнала сформированный таким образом импульс либо инвертируется (если sign $B_{j-i}<0$), либо остается неизменным (sign $B_{j-i}>0$).

При этом мешающий отклик за счет влияния элемента сигнала, отстоящего от данного элемента на i тактовых интервалов (в нашем случае B_{j-i}), всегда будет иметь какой-либо один знак. Для закодированной указанным методом последовательности элементов такой отклик явится причиной появления постоянной составляющей, которую можно легко отфильтровать, пропустив этот сигнал через конденсатор, а потом раскодировать по той же методике. В результате этих операций получается исходная последовательность импульсов, амплитуда которых соответствует отсчетным значениям сигнала, но в которой отсутствует влияние $(j-i)$-х элементов на j-е. Прохождение корректируемого сигнала через систему из $n+m$ пар таких устройств, которые условно назовем «коррелятор-декоррелятор» (*КДР*), управляемых соответственно знаком n опережающих и m отстающих элементов, позволяет (при достаточно больших n и m) полностью скорректировать влияния между передаваемыми символами.

Функциональная схема, реализующая указанный принцип работы АКС, приведена на рис. 5.12. Первоначально предположим, что переключатель *П* находится в верхнем положении. Искажен-

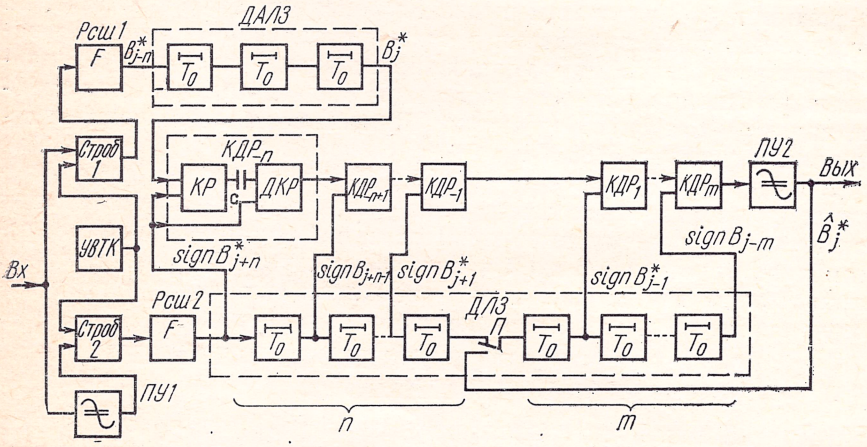


Рис. 5.12. Схема нелинейного корректора видеосигнала с использованием конденсаторов в качестве регулирующих и интегрирующих устройств

ный сигнал со входа АКС стробируется (*Строб 1*) тактовыми импульсами от *УВТК*, расширяется на величину тактового интервала (*Рсш 1*) и, проходя через n-звенную дискретно-аналоговую

линию задержки (*ДАЛЗ*), подается на первый элемент коррекции *КДР*. Линия задержки представляет собой сдвиговый регистр, по которому с тактовой частотой продвигаются отсчетные значения B^*_j с сохранением данных об их знаке и амплитуде (например так называемая конденсаторная дискретно-аналоговая линия задержки).

Кроме этого пути входной сигнал, ограниченный предельным ограничителем с нулевым порогом (*ПУ1*), простробированный тактовым импульсом (*Строб 2*) и расширенный до величины тактового интервала (*Рсш 2*), поступает в двоичную линию задержки *ДЛЗ* (двоичный сдвиговый регистр), состоящую из $(n+m)$ элементов $(n+m+1$ отвод). В первом элементе коррекции $КДР_{-n}$ посредством коррелятора *КР* осуществляется перемножение сигнала от *ДАЛЗ* (B^*_j) на данные о знаке $(j+n)$-го единичного элемента (sign B^*_{j+n}), поступающие с первого отвода *ДЛЗ*. На выходе *КР* перекодированный таким образом сигнал приобретает постоянную составляющую, пропорциональную отклику реакции на единичный элемент в точке, опережающей основное отсчетное значение на n тактовых интервалов. Эта постоянная составляющая отсеивается конденсатором и сигнал посредством декоррелятора *ДКР*, схемно идентичного корреляторy *КР*, преобразуется в исходный вид. С выхода первого *КДР* сигнал поступает на следующий, а именно $КДР_{-n+1}$, где аналогичным образом устраняется мешающее влияние элемента, отстоящего от корректируемого в данный момент (B^*_j) на $(n-1)$ тактовых интервалов и т. д. С последнего *КДР* скорректированный сигнал подается на выходной дискриминатор (*ПУ2*) и далее к потребителю.

Поясним с помощью временны́х диаграмм (рис. 5.13) процесс коррекции двоичного видеосигнала, используя простейший пример РЕЭ с единственным мешающим отсчетным значением, отстоящим на один тактовый интервал от ООЗ (рис. 5.13*а*). Отсчетные значения произвольной комбинации принимаемых символов в этих условиях можно рассматривать как сумму неискаженных значений (рис. 5.13*б*) и помехи (рис. 5.13*в*). Расширенный сигнал на выходе *АДЛЗ* — будет состоять из неискаженной составляющей (рис. 5.13*г*) и искажающей (рис. 5.13*д*), т. е. представлять собой их суперпозицию (рис. 5.13*е*; пунктиром отмечен уровень неискаженных значений). Тот же сигнал, поступающий с *ДЛЗ*, сдвинутый относительно исходного на один тактовый интервал и содержащий только информацию о знаке, приведен на рис. 5.13*ж*. Перемножаясь в *КР*, сигналы (рис. 5.13*е* и *ж*) приобретают вид, изображенный на рис. 5.13*з*, где явно видна постоянная составляющая, обусловленная мешающим откликом РЕЭ. После ее отфильтровки конденсатором (рис. 5.13*и*) и декодирования в *ДКР* путем перемножения на тот же сигнал от *ДЛЗ* (см. рис. 5.13*ж*) получаем последовательность отсчетных значений сигнала, свободную от межсимвольных влияний (рис. 5.13*к*), которая может быть подана на выходной дискриминатор (в данном случае предельный ограничитель *ПУ2*) и далее к потребителю.

Качество работы такого АКС зависит от исходной вероятности ошибки при определении знака сигнала в *ПУ1*. Несмотря на то, что погрешность коррекции даже при достаточно высоких значениях вероятности ошибки (0,2—$-0{,}5\cdot10^{-1}$) относительно невелика, во многих случаях необходимо принимать специальные меры для повышения верности знака сигнала, проходящего через ДЛЗ (например, при высоких удельных скоростях, где начальные искажения чрезвычайно велики).

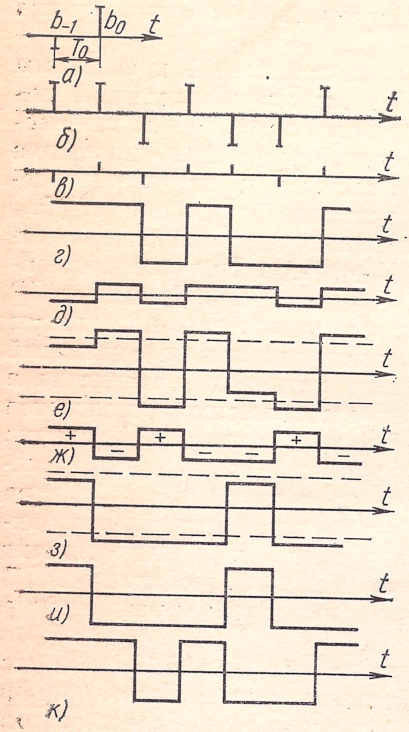


Рис. 5.13. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы нелинейного АКС с конденсаторами в качестве регулирующих и интегрирующих устройств

Значительное улучшение качества коррекции может быть достигнуто при подаче сигнала на последние m элементов *ДЛЗ* не с предыдущего n-го элемента, а с выхода *ПУ2*, где имеет место уже скорректированный сигнал (переключатель *П* на рис. 5.12 в нижнем положении). При этом, естественно, вероятность ошибки сигнала, проходящего через последние m элементов *ДЛЗ*, будет значительно выше, что положительно скажется на качестве коррекции. Однако иногда и такая мера бывает недостаточной. Тогда можно каскадно включить второе звено коррекции (например, как это показано на рис. 5.14). Рассмотрим такой двухзвенный корректор. Функции *АДЛЗ-1*, первой цепочки *КДР* и двух участков *ДЛЗ* (*ДЛЗ 1* и *ДЛЗ 2*) описаны выше, причем сигнал о знаке в *ДЛЗ 2* уже частично «очищен» от МСИ. Второе звено коррекции содержит дополнительную аналого-дискретную линию задержки *АДЛЗ 2* и соответствующую ей вторую цепочку *КДР*. На эту цепочку поступают сигналы о знаке с *ДЛЗ 2*, имеющие, как указывалось, повышенную верность, а так же с *ДЛЗ 3*, где верность проходящего сигнала еще выше, так как он поступает с самого выхода АКС. Таким же образом можно вводить последующие звенья коррекции, однако на практике этого не требуется, так как двухзвенный корректор обеспечивает высокое качество коррекции.

При построении коррелятора-декоррелятора большое значение имеет правильный выбор величины емкости конденсатора C. Если емкость велика, то время заряда увеличивается и соответственно увеличивается время сходимости АКС. При малой величине C

появятся значительные искажения за счет подавления низкочастотных спектральных компонентов проходящего сигнала. Произведем прикидочный расчет для выбора величины C и оценим время сходимости такого типа АКС.

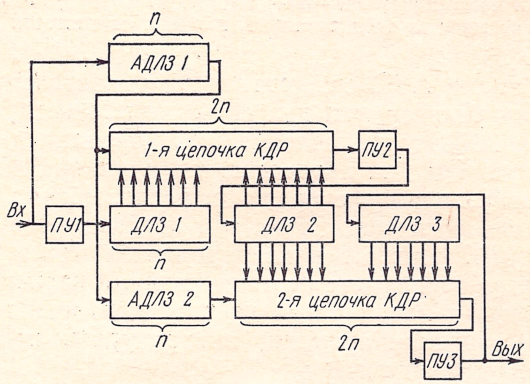


Рис. 5.14. Двузвенный вариант нелинейного АКС с конденсаторами в качестве регулирующих и интегрирующих устройств

Будем считать, что конденсатор совместно с входным и выходным сопротивлениями смежных каскадов образуют фильтр верхних частот, имеющий полосу задержания $\Delta f_ф$ и постояннную времени ($\tau_ф = 1/\Delta f_ф$). Тогда отношение сигнал/помеха ($U_с/U_п^{(1)}$), получающееся за счет прохождения сигнала через такой фильтр, будет

$$\frac{U_с}{U_п^{(1)}} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} G(f)\,df}{\int_0^{\Delta f_ф} G(f)\,df}},$$

где через $G(f)$ обозначается энергетический спектр проходящего сигнала.

Если же в цепи стоит N конденсаторов, то учитывая независимость спектров проходящих через них сигналов, можно записать:

$$\delta_N = \frac{U_с}{U_п^{(N)}} = \sqrt{\frac{1}{N}\frac{\int_0^{\infty} G(f)\,df}{\int_0^{\Delta f_ф} G(f)\,df}}. \qquad (5.2)$$

Задаваясь допустимой величиной отношения сигнал/помеха, из ф-лы (5.2) можно найти $\Delta f_ф$, а следовательно, и постоянную времени фильтра $\tau_ф$. Зная входное и выходное сопротивление $R_{вх}$ и $R_{вых}$ смежных каскадов, легко определяем искомое значение ем-

кости: $C=\tau_ф/(R_{вх}+R_{вых})$. Время сходимости АКС ориентировочно будет равно $\tau_ф$.

Пример. Сигнал имеет прямоугольный спектр шириной 2400 Гц. Число звеньев N равно 10. Допустимое соотношение сигнал/помеха $\delta_N=30$.

На основании (5.2) имеем $\delta_N=30=\sqrt{(1/10)(2400/\Delta f_ф)}$, откуда $\Delta f_ф=0{,}4$ Гц, т. е. постоянная времени, а следовательно, и время сходимости такого АКС будет составлять 2,5 с.

При реализации АКС совершенно не обязательно делать коррелятор и декоррелятор как два самостоятельных устройства. В ходе описания АКС такое деление было сделано для облегчения понимания происходящих процессов. На практике можно опустить операцию преобразования сигнала в исходный вид, а сразу на уровне двоичных логических схем так перекодировать сигнал, поступающий от *ДЛЗ*, чтобы непосредственно после конденсатора его можно было подавать на перемножающий каскад последующего звена коррекции, затем опять на конденсатор и т. д. Это упрощает АКС и уменьшает величину аппаратурных помех, вносимых приемным оборудованием.

Описанный принцип минимизации МСИ может быть с успехом применен и для коррекции многопозиционного видеосигнала. При этом, однако, возрастает количество таких элементов АКС, как *КДР* и звенья *ДЛЗ*. Например, для четырехпозиционного видеосигнала при прочих равных условиях потребуется вдвое больше элементов *КДР* и дополнительная *ДЛЗ* для продвижения данных об информационном значении амплитуды.

Приведем некоторые результаты экспериментальной проверки. Испытывался вариант АКС, предназначенный для устранения влияния на данный единичный элемент трех предыдущих и трех последующих элементов сигнала. Скорость передачи сигнала — 2400 бит/с; удельная скорость передачи 1,6 бит/с на 1 Гц полосы канала. Использовался двухпозиционный видеосигнал, поступающий от датчика квазислучайного текста с циклом 127 или 511 символов и ограниченный по частоте фильтром нижних частот шириной 1500 Гц. Корректор содержал 64 транзистора и 28 микросхем «Логика-2». В качестве устройства, вносящего межсимвольные искажения, применялся специальный четырехполюсник, имеющий наклонную характеристику ГВЗ, причем величина наклона характеристики могла регулироваться.

Измерения сводились к определению вероятности ошибки в выходном сигнале при введении дополнительного флуктуационного шума от внешнего генератора на вход формирующего фильтра. Сравнительные результаты измерений с включенным (кривая *1*) и отключенным (кривая *2*) корректором представлены на рис. 5.15*а*. На рис. 5.15*б* представлен эскиз осциллограммы сигнала на входе первого элемента коррекции $КДР_{-3}$, на рис. 5.15*в* — осциллограмма того же сигнала на выходе последнего элемента коррекции $КДР_{+3}$ (в обоих случаях внешняя помеха отсутствует). Время сходимости корректора после включения сигнала составляло примерно 1 с.

5.8. АДАПТИВНЫЙ КОРРЕКТОР КВАДРАТУРНОГО РАДИОСИГНАЛА

Особенностью приема квадратурного радиосигнала (ДОФМ, ТОФМ) [69, 72] является необходимость корректирования откликов РЕЭ не только в условно синфазной плоскости, но и

в квадратурной, так как рабочий сигнал расположен и в той, и в другой плоскостях. Прежде чем перейти к описанию функциональной схемы АКС, рассмотрим «механизм» влияния соседних единич-

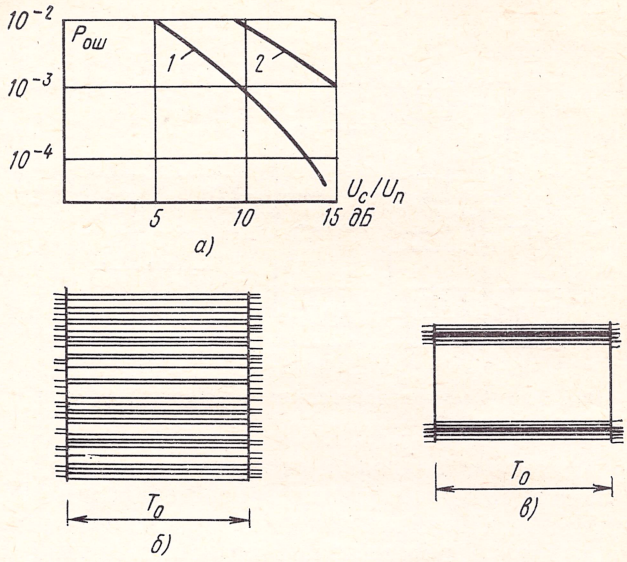


Рис. 5.15. Зависимость вероятности ошибки от соотношения сигнал/помеха (*а*) и эскизы осциллограмм глазковой диаграммы на входе (*б*) и выходе (*в*) нелинейного АКС видеосигнала

ных элементов сигнала на отсчетное значение данного единичного элемента, вызванное наличием откликов РЕЭ, и приведем способы оценки знака откликов по рабочему сигналу с целью использования этой информации для управления регуляторами *КУ*. Рассмотрение будем вести на примере сигнала с двукратной относительной фазовой модуляцией [42].

На рис. 5.16 приведена классическая схема дискриминатора приемника сигнала с ДОФМ, состоящая из двух фазовых детекторов (*ФД1* и *ФД2*); на один из которых поступает условно синфазное когерентное колебание, а на второй — то же колебание, но в квадратуре. Если на вход такого дискриминатора подается одиночный радиосигнал, фазовое положение несущей которого в точке максимального значения огибающей совпадает с синфазной составляющей когерентного колебания (временны́е диаграммы этого радиосигнала в разных точках схемы показаны на рисунке), то на выходе *ФД1* будет иметь место огибающая синфазной составляющей этого сигнала, а на выходе *ФД2* — огибающая квадратурной составляющей. После прохождения сигналом устройств (*Строб 1* и *Строб 2*), в которых осуществляется стробирование его тактовым колебанием, получаются импульсы, соответствующие отсчет-

ным значениям синфазной и квадратурной составляющих РЕЭ. При передаче рабочего сигнала в условиях МСИ описанная двойственность РЕЭ приведет к взаимным влияниям не только между символами внутри одного подканала, а также и между подканалами.

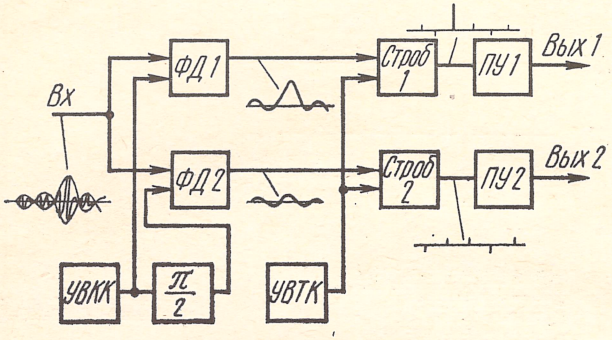


Рис. 5.16. Схема преобразования квадратурного сигнала в приемнике

Пример временны́х диаграмм отсчетных значений синфазной (диагр. *а*) и квадратурной (диагр. *б*) составляющих РЕЭ с соответствующими обозначениями откликов приведен на рис. 5.17. Для подавления откликов в синфазном подканале можно применить [при выполнении условия (2.33)] описанный выше принцип гармонического корректора радиосигнала, а для устранения влияния на

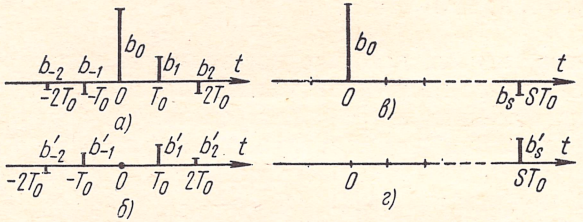


Рис. 5.17. Примеры РЕЭ квадратурного сигнала в синфазном (*а* и *в*) и квадратурном (*б* и *г*) подканалах

квадратурный подканал используют этот же принцип, но развернув каким-либо образом фазу высокочастотного заполнения сигнала на 90°. Такую операцию осуществляют обычно преобразователем Гильберта [1, 69]. На рис. 2.6 приведена функциональная схема *КУ*, обеспечивающая компенсацию откликов как в синфазной, так и в квадратурной плоскостях с использованием указанного преобразователя. Там же (см. § 2.8) приведены некоторые формулы для расчета такого *КУ*.

Подавление взаимных влияний единичных элементов сигнала в обоих подканалах можно произвести только при наличии данных о

знаке откликов РЕЭ, причем в АКС эти данные необходимо получить непосредственно из рабочего сигнала. Рассмотрим один из вариантов получения таких данных на простейшем примере. Реакция на единичный элемент имеет одну пару откликов в точке, отстоящей от ООЗ на s тактовых интервалов (рис. 5.17*в* и *г*). Анализ проведем на примере сигнала с ДОФМ. В этом случае возможны четыре взаимных фазовых положения влияющего элемента сигнала C_j и того, на который он оказывает влияние C_{j+s}. На рис. 5.18 в векторной форме представлены эти положения. Там же показано влияние откликов РЕЭ b_s и b'_s искажающих отсчетное значение $(j+s)$-го единичного элемента, которое с учетом влияния помехи обозначено B^*_{j+s}.

Из рисунка следует, что если известен фазовый сдвиг между j-м и $(j+s)$-м единичными элементами сигнала $\Delta\varphi_{j,j+s}$, а также параметры, определяющие степень отклонения вектора B_{j+s} от неискаженного значения C_{j+s} (приращение амплитуды и фазовое изменение $\Delta\chi_{j,j+s}$), то таких данных достаточно для однозначного вычисления величины и знака откликов РЕЭ b_s и b'_s. Это достаточно сложная операция, и на практике используют, как правило, только один параметр $\Delta\chi_{j,j+s}$, легко определяемый при реализации. В этом случае для каждой пары единичных элементов можно вычислить знак только какой-либо одной составляющей отклика РЕЭ. Действительно, на основании рис. 5.18

$$\left.\begin{aligned} &\operatorname{sign} b_s = -\operatorname{sign}\Delta\chi_{j,\,j+s} \quad \text{при} \quad \Delta\varphi_{j,\,j+s} = \pi/2;\\ &\operatorname{sign} b_s = \operatorname{sign}\Delta\chi_{j,\,j+s} \quad \text{при} \quad \Delta\varphi_{j,\,j+s} = 3\pi/2; \end{aligned}\right\} \tag{5.3}$$

$$\left.\begin{aligned} &\operatorname{sign} b'_s = \operatorname{sign}\Delta\chi_{j,\,j+s} \quad \text{при} \quad \Delta\varphi_{j,\,j+s} = 0;\\ &\operatorname{sign} b'_s = -\operatorname{sign}\Delta\chi_{j,\,j+s} \quad \text{при} \quad \Delta\varphi_{j,\,j+s} = \pi. \end{aligned}\right\} \tag{5.4}$$

Предполагается передача хаотического сигнала, поэтому в течение половины всего времени анализа, когда имеет место ситуация (5.3), вырабатываются данные о знаке отклика синфазной составляющей РЕЭ, а в оставшуюся половину — при ситуации (5.4) — данные о знаке квадратурной составляющей. Это приводит к меньшей скорости сходимости по отношению к возможной, однако используется на практике в силу реализационной простоты.

Рассмотренный пример касался простейшего случая единственной пары откликов. Наличие множества откликов, а также внешней помехи принципиально не повлияют на описанный алгоритм определения знака отклика в выбранной точке отсчета РЕЭ, так как их действие можно рассматривать как суммарную аддитивную помеху, влияние которой устраняется усреднением. Естественно, указанный принцип определения данных об отклике может быть распространен на любую отсчетную точку РЕЭ.

Перейдем теперь к описанию функциональной схемы АКС, вырабатывающего оценку знака отклика на основании изложенного

принципа [42]. Сигнал со входа АКС (рис. 5.19) поступает на гармонический корректор, имеющий длину аналоговой линии задержки (*АЛЗ*), равную $(n+m)\,T_0$, и содержащий две группы отводов: $n+m+1$ отводов синфазного подканала и $n+m$ отводов квадратурного подканала. С отводов через соответствующие регуляторы v_i и u_i снимаются сигналы, объединяемые на соответствующих сумматорах. На первый сумматор, кроме того, подается выходное напряжение второго сумматора, прошедшее преобразователь Гильберта (*ПГ*). Сигнал с выхода *КУ* поступает на фазовый детектор, где производится расщепление его на два подканала, и далее после определения посредством *ПУ* знака принятых символов через выходное устройство направляется к абоненту. Фазовый детектор (*ФД*) вырабатывает оценку знака угла отклонения вектора сигнала от усредненного информационного значения $\operatorname{sign}\Delta\chi_j$, которая в двоичном виде поступает на n-разрядную линию задержки *ДЛЗ ош*. Сведения об информационной фазовой позиции сигнала, определенные приемником, выдаются также в двоичном виде на другую линию задержки *ДЛЗ ООЗ*, состоящую из двух цепочек по $n+m$ звеньев. Данные, имеющиеся на отводах *ДЛЗ ООЗ* и выходе *ДЛЗ ош*, обеспечивают все необходимые сведения для определения знака откликов РЕЭ: знак угла отклонения вектора сигнала от усредненного значения $\operatorname{sign}\Delta\chi_{j-n}$, информацию о фазовом положении несущей сигнала в основной $(j-n)$-й отсчетной точке, существующую (в двоичном виде) на центральном отводе *ДЛЗ ООЗ*, и информацию о фазовом положении несущей элементов сигнала, отстоящих от основного на целое число тактовых интервалов. Последняя информация (также в двоичном виде) имеется на соответствующих отводах *ДЛЗ ООЗ*.

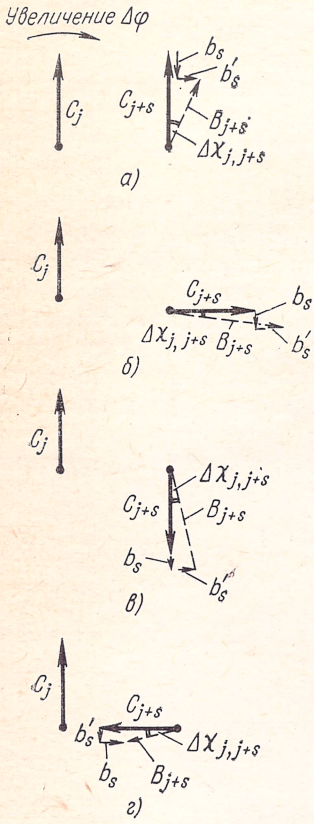


Рис. 5.18. Векторные диаграммы, поясняющие принцип определения знака отклика РЕЭ в отсчетной точке при приеме квадратурного сигнала:
а) $\Delta\varphi_{j,j+s}=0$;
б) $\Delta\varphi_{j,j+s}=\pi/2$;
в) $\Delta\varphi_{j,j+s}=\pi$;
г) $\Delta\varphi_{j,j+s}=3\pi/2$

Посредством логических схем на основании этих данных вычисляется разность информационных значений фазы несущей $(j-n)$-го и $(j-n+s)$-го единичных элементов и в зависимости от знака угла отклонения $\operatorname{sign}\Delta\chi_{j,j-n}$ формируются сигналы о знаке откликов соответственно синфазной и квадра-

турной составляющей РЕЭ, которые после усреднения реверсивными счетчиками (*РС* и *РС′*) обусловливают изменение положений регуляторов КУ АКС.

По этому же принципу может быть построен АКС для сигнала с трехкратной (восьмипозиционной) относительной фазовой модуляцией. Здесь также для вычисления знака откликов РЕЭ целе-

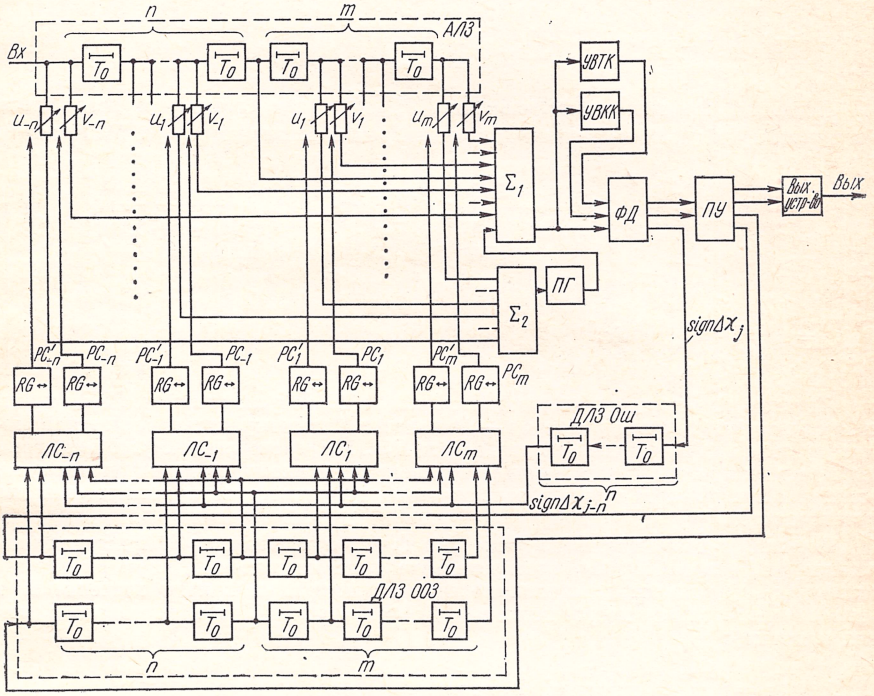


Рис. 5.19. Схема адаптивного корректора квадратурного сигнала

сообразно использовать только те ситуации, в которых информационные фазовые позиции несущей j и $(j-s)$-го единичных элементов отличаются на углы, кратные $\pi/2$, так как при этом для определения знака откликов РЕЭ можно ограничиться вычислением только знаков фазовых величин. Необходимая для определения параметров откликов РЕЭ информация имеется и при разности углов $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$, однако она содержится совместно в фазе и амплитуде вектора сигнала, что затрудняет ее извлечение. Данных же, получаемых при ситуации, когда разность информационных фазовых позиций анализируемых сигналов кратна $\pi/2$, вполне достаточно для получения быстро протекающего и устойчивого процесса сходимости АКС, обеспечивающего высокое качество коррекции.

ОБОСНОВАНИЕ ГРАНИЧНЫХ ВЫРАЖЕНИЙ ДЛЯ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ ПРИ СОВМЕСТНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ ФЛУКТУАЦИОННОЙ ПОМЕХИ И МСИ

Пусть реакция на единичный элемент (РЕЭ) в общем случае характеризуется нормированными значениями откликов в отсчетных точках $a_{-n}, \ldots, a_{-1}, a_0, a_1, \ldots, a_m$ и величиной $E^2 = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq 0}}^{m} a_i^2$.

Покажем, что вероятность ошибки $P_{\text{ош}}^{\text{ф+МСИ}}$ при совместном воздействии флуктуационной помехи (нормированное значение дисперсии $\sigma_\text{ф}$) и МСИ лежит в пределах

$$\frac{1}{2}\left[\Phi\left(\frac{1+E}{\sigma_\text{ф}}\right)+\Phi\left(\frac{1-E}{\sigma_\text{ф}}\right)\right] \leqslant P_{\text{ош}}^{(\text{ф+МСИ})} \leqslant \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma_\text{ф}^2+E^2}}\right), \qquad (\text{П}.1)$$

где

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_z^\infty e^{-x^2/2}\,dx.$$

Левая часть неравенства соответствует МСИ, обусловленным РЕЭ, имеющей единственный отклик, правая — бесконечно большому числу бесконечно малых откликов (нормальное распределение МСИ с дисперсией E^2). Рассмотрим поочередно случаи, соответствующие верхнему и нижнему пределам, и покажем, что при отклонении от них вероятность ошибки соответственно уменьшается или увеличивается.

Верхний предел. Пусть на фоне действия суперпозиции флуктуационной помехи ($\sigma^2_\text{ф}$) и МСИ (E^2), распределение которых подчиняется нормальному закону ($\sigma^2_\text{м}$), появляется отклик конечной величины a, причем значение E в этом случае остается постоянным: $\sigma^2_\text{м}+a^2=E^2=\text{const}$. Для конкретного значения a имеем

$$P_{\text{ош}}^{(\text{ф+МСИ})} = \frac{1}{2}\left[\Phi\left(\frac{1+a}{\sigma_\Sigma}\right)+\Phi\left(\frac{1-a}{\sigma_\Sigma}\right)\right]. \qquad (\text{П}.2)$$

где $\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma^2_\text{ф}+\sigma^2_\text{м}}$.

Вводя малое приращение a, равное Δa, из условия $E^2=\text{const}$ находим $\sigma^2_\text{м}+a^2=\sigma^2_\text{м}-\Delta\sigma^2_\text{м}+(a+\Delta a)^2$, откуда в силу малости Δa получаем $\Delta\sigma^2_\text{м}\approx 2a\Delta a$. Вероятность ошибки после приращения отклика на величину Δa будет

$$P_{\text{ош}\,\Delta a}^{(\text{ф+МСИ})} = \frac{1}{2}\left[\Phi\left(\frac{1+a+\Delta a}{\sqrt{\sigma_\Sigma^2-2a\,\Delta a}}\right)+\Phi\left(\frac{1-a-\Delta a}{\sqrt{\sigma_\Sigma^2-2a\,\Delta a}}\right)\right],$$

или с учетом малости Δa

$$P_{\text{ош}\,\Delta a} \approx \frac{1}{2}\left\{\Phi\left[\left(\frac{1+a}{\sigma_\Sigma}\right)+\left(1+\frac{a}{\sigma_\Sigma^2}+\frac{a^2}{\sigma_\Sigma^2}\right)\frac{\Delta a}{\sigma_\Sigma}\right]+\right.$$

$$\left.+\Phi\left[\left(\frac{1-a}{\sigma_\Sigma}\right)+\left(-1+\frac{a}{\sigma_\Sigma^2}-\frac{a^2}{\sigma_\Sigma^2}\right)\frac{\Delta a}{\sigma_\Sigma}\right]\right.$$

Учитывая, что

$$\Phi(x+\Delta x)\approx\Phi(x)-\frac{\Delta x}{\sqrt{2\pi}}e^{-x^2/2}\quad\text{при }\Delta x\ll 1, \tag{П.3}$$

имеем

$$P_{\text{ош}\,\Delta a}^{(\text{ф+МСИ})}\approx\frac{1}{2}\left\{\Phi\left(\frac{1+a}{\sigma_\Sigma}\right)+\Phi\left(\frac{1-a}{\sigma_\Sigma}\right)-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left[e^{-(1+a)^2/2\sigma_\Sigma^2}\times\right.\right.$$

$$\left.\left.\times\left(1+\frac{a}{\sigma_\Sigma^2}+\frac{a^2}{\sigma_\Sigma^2}\right)+e^{-(1-a)^2/2\sigma_\Sigma^2}\left(-1+\frac{a}{\sigma_\Sigma^2}-\frac{a^2}{\sigma_\Sigma^2}\right)\right]\frac{\Delta a}{\sigma_\Sigma}\right\}. \tag{П.4}$$

Будем считать правомерным верхний предел [выражение (П.1)], если при отклонении от «нормальности» вероятность ошибки уменьшается, т. е. если

$$\Delta P=P_{\text{ош}\,\Delta a}^{(\text{ф+МСИ})}-P_{\text{ош}}^{(\text{ф+МСИ})}\leqslant 0\quad\text{при }\Delta a\geqslant 0. \tag{П.5}$$

Подставляя (П.2) и (П.4) в (П.5), получаем

$$\Delta P=\left[-e^{-(1+a)^2/2\sigma_\Sigma^2}\left(1+\frac{a}{\sigma_\Sigma^2}+\frac{a^2}{\sigma_\Sigma^2}\right)e^{-(1-a)^2/2\sigma_\Sigma^2}\times\right.$$

$$\left.\times\left(1-\frac{a}{\sigma_\Sigma^2}+\frac{a^2}{\sigma_\Sigma^2}\right)\right]\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\frac{\Delta a}{\sigma_\Sigma}\leqslant 0.$$

После преобразований, учитывая, что $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\frac{\Delta a}{\sigma_\Sigma}>0$, находим

$$\frac{(a/\sigma_\Sigma^2)}{1+a(a/\sigma_\Sigma^2)}\geqslant\operatorname{th}\frac{a}{\sigma_\Sigma^2}. \tag{П.6}$$

Полученное неравенство удовлетворяется в большинстве случаев, представляющих практический интерес. На графике (рис. П.1) приведена критическая линия, ограничивающая область значений a и σ_Σ, при которых неравенство выполняется (незаштрихованная область). Из рисунка следует, что сделанный вывод не справедлив лишь при очень больших нормированных значениях σ_Φ и E, приближающихся к единице, что характеризуется очень высокими значениями вероятности ошибки.

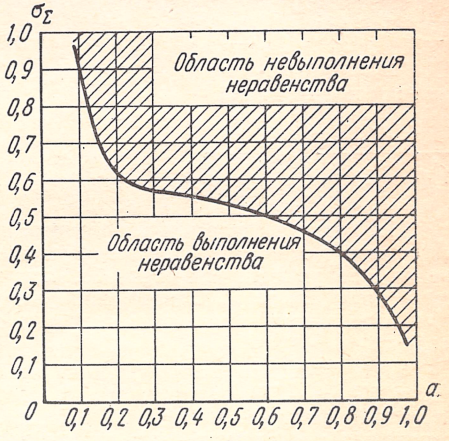


Рис. П.1. Графическое представление области выполнения неравенства, характеризующего справедливость граничных формул для E-критерия (незаштрихованная зона)

Нижний предел. Пусть при неизменном значении E наряду с единственным влияющим откликом $a_1=a$ появляется другой $a_2=ka$. Рассмотрим начальную стадию «зарождения» этого второго отклика ($k\ll 1$) и покажем, что при его увеличении вероятность ошибки увеличивается. По-прежнему $E^2=a^2_1+a^2_2=a^2(1+k^2)=\text{const}$.

Введем приращение отклика a_2 на малую величину Δa_2, оставляя без изменения E^2; $E^2=(a_1-\Delta a_1)^2+(a_2+\Delta a_2)^2\approx a^2_1+a^2_2-2a\Delta a_1+2ka\Delta a_2$. Отсюда $\Delta a_1=k\Delta a_2$.

Учитывая, что в рассмотренном случае возможны четыре различных взаимоположения откликов, найдем вероятность ошибки до и после введения приращения Δa_2:

$$P_{\text{ош}}^{(\text{ф+МСИ})}=\frac{1}{4}\left[\Phi\left(\frac{1+a+ka}{\sigma_\text{ф}}\right)+\Phi\left(\frac{1+a-ka}{\sigma_\text{ф}}\right)+\right.$$

$$\left.+\Phi\left(\frac{1-a+ka}{\sigma_\text{ф}}\right)+\Phi\left(\frac{1-a-ka}{\sigma_\text{ф}}\right)\right];$$

$$P_{\substack{\text{ош}\\ \Delta a_2}}^{(\text{ф+МСИ})}=\frac{1}{4}\left[\Phi\left(\frac{1+a+ka-k\Delta a_2+\Delta a_2)}{\sigma_\text{ф}}\right)+\Phi\left(\frac{1+a-ka-k\Delta a_2-\Delta a_2}{\sigma_\text{ф}}\right)+\right.$$

$$\left.+\Phi\left(\frac{1-a+ka+k\Delta a_2+\Delta a_2}{\sigma_\text{ф}}\right)+\Phi\left(\frac{1-a-ka+k\Delta a_2-\Delta a_2}{\sigma_\text{ф}}\right)\right].$$

В соответствии с поставленной задачей покажем, что

$$\Delta P=P_{\substack{\text{ош}\\ \Delta a_2}}^{(\text{ф+МСИ})}-P_{\text{ош}}^{(\text{ф+МСИ})}\geqslant 0 \text{ при } \Delta a\geqslant 0. \qquad (\text{П}.7)$$

Преобразуя (П.7) с учетом (П.3) и принимая во внимание малость Δa, получаем

$$\Delta P=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left[-e^{-\frac{(1+a+ka)^2}{2\sigma_\text{ф}^2}}(1-k)+e^{-\frac{(1+a-ka)^2}{2\sigma_\text{ф}^2}}(1+k)-e^{-\frac{(1-a+ka)^2}{2\sigma_\text{ф}^2}}(1+k)+\right.$$

$$\left.+e^{-\frac{(1-a-ka)^2}{2\sigma_\text{ф}^2}}(1-k)\right]\geqslant 0,$$

или после упрощений

$$\frac{a/\sigma_\text{ф}^2}{1+a\left(a/\sigma_\text{ф}^2\right)}\geqslant \text{th}\,\frac{a}{\sigma_\text{ф}^2}.$$

Неравенство свелось к выражению, идентичному итоговому (П.6). Для него, естественно, применимы те же ограничения, а именно: справедливость неравенства нарушается при очень больших значениях суперпозиций $\sigma_\text{ф}$ и a, а следовательно, $\sigma_\text{ф}$ и E. Однако, как уже указывалось, эта область не представляет практического интереса, так как характеризуется высокой вероятностью ошибки.

Таким образом, с оговоркой на не слишком большое значение E (практически, $E<0{,}6$—$0{,}7$) показано, что отклонение в распределении межсимвольной помехи от нормального закона, с одной стороны, и элементарного случая, характеризуемого единственным откликом, с другой, приводит в первом случае к уменьшению вероятности ошибки, а в другом к увеличению.

Все остальное многообразие вариантов распределения МСИ можно считать промежуточным между этими двумя случаями и, следовательно, вероятности ошибки для них будут иметь промежуточное значение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Антонов Э. М., Майнова В. И., Одесский В. Я.** Экспериментальное исследование преобразователей Гильберта. — «Вопросы электросвязи». Киев, «Техника», 1968, с. 59—63.
2. **Передача данных.** М., «Связь», 1969. 176 с.
3. **Беккер, Хольцман, Лакки.** Устройство автоматической коррекции для систем связи. — «Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике». Пер. с англ. 1965, т. 53, № 1, с. 110—112.
4. **Беркович Д. А., Лев А. Ю.** Система коррекции стандартных каналов тональной частоты с автоматической настройкой. М., «Связь», 1972, 64 с.
5. **Беркович Д. А., Кисель В. А.** Устройство для корректирования амплитудно-импульсных модулированных сигналов. А. С. № 171026 (СССР). Бюл. изобрет. и товарных знаков, 1965, № 10.
6. **Бизин А. Т., Губарев Б. П., Крук Б. И.** Адаптивный цифровой корректор дискретных сигналов. — «Изв. высших учебных заведений СССР», серия «Радиоэлектроника», 1976, № 4.
7. **Устройство** для автоматической настройки многозвенного корректора межсимвольных искажений. А. С. № 319092 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1971, № 32.
8. **Корректор** сигналов дискретной информации. А. С. № 372713 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1973, № 13.
9. **Гуров В. С., Емельянов Г. А., Етрухин Н. Н.** Передача дискретной информации и телеграфия. М., «Связь», 1969.
10. **Давыдов Г. Б.** Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей. М., Связьиздат, 1958. 294 с.
11. **Данилов Б. С., Штейнбок М. Г.** Однополосная передача цифровых сигналов. М., «Связь», 1974, 135 с.
12. **Данилов Б. С., Стукалов С. В.** Об алгоритмах настройки адаптивного корректора при передаче данных. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1974, № 2, с. 134—143.
13. **Данилов Б. С., Стукалов С. В., Тамм Ю. А.** Принцип построения адаптивного модема. — «Электросвязь», 1966, № 2.
14. **Даньшов Н. П., Эвьян Ш. М.** Результаты измерений основных параметров канала передачи при работе со скоростью 4800 бит/с. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1974, № 1, с. 63—69.
15. **Драган А. Б.** К вопросу об устойчивости одной из схем гармонического корректора. — «Труды учебных институтов связи». Л., 1969, вып. 46, с. 182—186.
16. **Заездный А. М., Окунев Ю. Б., Рахович Л. М.** Фазоразностная модуляция. М., «Связь», 304 с.
17. **Зернов Н. В., Карпов В. Г.** Теория радиотехнических цепей. Л., «Энергия», 1965, 892 с.
18. **Кисель В. А.** Минимизация интерференционных помех в цифровых каналах с эхо-сигналами. — «Радиотехника», 1973, т. 28, № 10, с. 28—35.
19. **Кисель В. А.** Статья в сб. «Теоретическая электротехника». Вып. 4. Изд. Львовского университета, 1967, с. 36—37.

20. **Кисель В. А., Одесский В. Я.** Оптимальные алгоритмы настройки полиномных корректоров. — В кн.: Вопросы электросвязи. Киев, «Техника», 1967, с. 45—50.
21. **Кисель В. А.** Итерационные алгоритмы настройки полиномных дискретных корректоров. — «Вопросы радиоэлектроники». ТПС, 1971, вып. 3, с. 46—55.
22. **Кисель В. А.** Непосредственная коррекция характеристик полосового канала по импульсной реакции. — «Труды учебных институтов связи». Л., 1969, вып. 44, с. 75—80.
23. **Корнилов В. П.** Об оценке переходных процессов при передаче данных. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1972, № 1, с. 110—119.
24. **Крук Б. И., Фельдмус В. Г.** К анализу некоторых алгоритмов настройки гармонического корректора. — «Труды учебных институтов связи». Л., 1973, вып. 63, с. 96—103.
25. **Крук Б. И.** Алгоритмы автоматической настройки полиномных корректоров. — «Труды учебных институтов связи». Л., 1972, вып. 59, с. 69—76.
26. **Крук Б. И., Нудельман П. Я., Фельдмус В. Г.** Об увеличении быстродействия систем автоматической настройки полиномных корректоров. — «Механизация и автоматизация управления». Киев, 1972, № 2, с. 50—51.
27. **Куренкова Н. А., Тамм Ю. А.** К вопросу оценки влияния характеристических искажений на помехоустойчивость передачи цифровой информации с фазовой модуляцией. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1967, № 2, с. 40—49.
28. **Лакки Р. У., Рудин Г. Р.** Автоматический корректор общего назначения для каналов связи. BSTJ, 1967, т. 46, № 9, с. 2179—2209.
29. **Лакки Р. У.** Автоматическая коррекция для передачи цифровой информации. BSTJ. 1965, т. 44, № 4, с. 547—588.
30. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. М., «Сов. радио», 1966. 728 с.
31. **Маримонт А. Л., Нудельман П. Я.** Формула вероятности ошибки в системе передачи дискретной информации. — «Электросвязь», 1973, № 3, с. 68—72.
32. **Михайлов А. В.** О влиянии фазочастотной характеристики канала на достоверность при передаче данных. — «Электросвязь», 1966, № 10, с. 17—25.
33. **Автоматический** корректор частотных характеристик стандарных каналов ТЧ. — «Элекросвязь», 1974, № 4, с. 19—26.
34. **Нижник В. М.** Расчет вероятности ошибки при межсимвольной интерференции. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1975, вып. 1, с. 108—114.
35. **Нудельман П. Я., Фельдмус В. Г.** Некоторые вопросы теории корректоров. — В кн.: Отбор и передача информации. Киев, 1970, вып. 24, с. 18—20.
36. **Нудельман П. Я.** Полиномные синтезаторы частотных и временных характеристик. М., «Связь», 1975. 135 с.
37. **Одесский В. Я.** О выборе базисных функций корректора фазочастотных характеристик трактов первичных групп. — «Труды учебных институтов связи». Л., 1970, № 5, с. 104—110.
38. **Панкратов В. П.** Фазовые искажения и их компенсация в каналах ТЧ при передаче дискретных сигналов. М., «Связь», 1974. 344 с.
39. **Панкратов В. П.** Влияние фазовых искажений на вероятность ошибки в каналах передачи данных. — «Электросвязь», 1971, № 8, с. 9—12.
40. **Полухин В. А., Питрин В. С.** Регулируемый фазовый корректор. — «Электросвязь», 1970, № 7, с. 43—47.
41. **Садовский В. Б., Тамм Ю. А.** Об одном косвенном методе контроля достоверности в устройстве приема двоичных сигналов. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1972, № 2, с. 91—101.
42. **Стукалов С. В., Тамм Ю. А.** О некоторых алгоритмах настройки адаптивного корректора сигналов с ДОФМ. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1976, № 1.
43. **Тамм Ю. А., Стукалов С. В., Израильсон Л. Г.** Регулируемый усилитель с цифровым управлением. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1976, № 1.

44. **Тамм Ю. А., Стукалов С. В., Израильсон Л. Г.** Устройство для коррекции межсимвольных искажений. А. С. № 439073 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 29.
45. **Тамм Ю. А.** Устройство адаптивной коррекции межсимвольных искажений. А. С. № 263212 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки».
46. **Тамм Ю. А., Стукалов С. В., Израильсон Л. Г.** Адаптивный корректор сигналов, передаваемых методом АОФМ ОБП. — В кн.: Сборник научных трудов ЦНИИС. М., 1976, № 1.
47. **Тамм Ю. А.** Помехоустойчивость приемника двоичных сигналов с использованием оптимального весового интегрирования знака сигнала. — «Электросвязь», 1967, № 9, с. 34—40.
48. **Некоторые** результаты испытания адаптивного модема (на скорость 4800 бит/с). — «Электросвязь», 1976, № 2.
49. **Устройство** для приема дискретной информации. А. С. № 412685 (СССР). Опубл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1972.
50. **Тамм Ю. А., Гомозова Т. М.** К аппроксимации интеграла вероятности. — «Электросвязь», 1970, № 9, с. 77—78.
51. **Тамм Ю. А.** Уровень сигнала передачи данных на выходе узкополосного фильтра. — «Электросвязь», 1975, № 3, с. 49—53.
52. **Тамм Ю. А., Садовский В. Б.** Спектральные методы оценки качества передачи цифровых сигналов. М., «Связь», 1974. 72 с.
53. **Уайлд Д.** Методы поиска экстремума. М., «Наука», 1967. 267 с.
54. **Фаддеев Д. К., Фаддеева В. П.** Вычислительные методы линейной алгебры. М., Физматгиз, 1960. 656 с.
55. **Феллер В.** Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Пер. с англ. под ред. Е. Б. Дынкина. Т. 1. М., «Мир», 1967. 498 с.
56. **Харкевич А. А.** Спектры и анализ. Государственное издательство физико-математической литературы. М., 1962. 236 с.
57. **Цыпкин Я. З.** Адаптация и обучение в автоматических системах. М., «Наука», 1968. 399 с.
58. **Цыпкин Я. З.** Основы теории обучающихся систем. М., «Наука», 1970. 456 с.
59. **Цирельсон Д. А.** Перспективы применения гираторов для миниатюризации фильтров и корректирующих цепей. — «Электросвязь», 1970, № 5, с. 50—59.
60. **Шабарчин Л. С.** Об оценке эффективности критерия «открытого окна» при корректировании канала связи гармоническим корректором. — «Труды ЦНИИС МО», М., 1969, вып. 3, с. 23—30.
61. **Каналы** передачи данных. М., «Связь», 1970. 304 с.
62. **Шляпоберский В. И.** Основы техники передачи дискретных сообщений. М., «Связь», 1973. 480 с.
63. **Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф.** Специальные функции. М., «Наука», 1968. 344 с.
64. **Allemandou P.** Фазовые звенья. Функции передачи: синтез и реализация. — «Câbles et Transmission», 1968, v. 22A, № 2, p. 107—127.
65. **Dieth H.** Verstärkerstufe mit veränderbarer Verstärkung. Patentschrift 1287142, B.R.D. 29.11.67.
66. **Gersho A.** Adaptive Equalization of Highly Dispersive Channels for data Transmission. — «BSTJ», 1969, N 1.
67. **Gibson E. D.** An intersymbol adjustment method of distortion compensation. Proceedings of the Military Electronics Conference. Washington, 1961, June, p. 196—207.
68. **Gibson E. D.** High speed transmission receiver utilizing fine receiver timing and carrier phase recovery. N 3694752 (USA). 1972, 26.09.
69. **Gitlin By. R. D., Ho E. Y., Mazo J. E.** Passband Equalization of Differentially Phase-Modulated Data Signals. — «BSTJ», 1973, v. 52, N 2, p. 219—238.
70. **Hirsch D., Wolf W. J.** A Simple Adaptive Equalizer for Efficient Data Transmission. — «IEEE Trans. on Commun. Technol», 1970, v. COM-18, N 1, p. 5—12.

71. **Kallman, Heinze E.** Transversal Filters. — «Proc. IRE», 1940, July, v. 28, p. 302—310.
72. **Kettel E.** Ein Automatischer Optimisator für der Abgleich des Impulsentzerrers in einer Datenübertragung. — «AEÜ», 1964, N 5, p. 271—278.
73. **Koeth H., Schollmeier G.** An adaptive equalizer for partial response signals with improved convergence properties. — «IEEE Trans. Communs.», 1974, v. 22, N 6, p. 884—885.
74. **Lender A.** Decision-directed digital adaptive equalization technique for high-speed data transmission. — «IEEE Int. Conf. Communs. San-Francisco», 1970, v. 1—2, N 4.
75. **Lucky R. W.** Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication System. — «BSTJ», 1966, N 2, p. 255—286.
76. **Lucky R. W.** A functional analysis relating delay variation and intersymbol interference in data transmission. — «BSTJ», 1963, September, v. 42, N 5, p. 2427—2489.
77. **Lucky R. W., Salz J., Weldon E. J.** Principles of Data Communication. New York, Mc Graw-Hill, 1968, p. 433.
78. **Mueler K. H.** A new, fast-converging mean-square algorithm for adaptive equalizers with partial-response signaling. — «BSTJ», 1975, v. 54, N 1, p. 143—153.
79. **Nessen C. W., Willin D. K.** Adaptive Equalizer for Pulse Transmission. — «IEEE Trans. on Communs. Technol», 1970, COM-18, N 4, p. 377—395.
80. **Winier N., Lee Y. W.** Patent N 2024900 (USA), 1935.
81. **Winier N., Lee Y. W.** Patent N 21124559 (USA), 1938.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Принятые обозначения и сокращения 3
Предисловие 5
Введение 6

Глава 1
Оценка межсимвольных искажений

1.1. Реакция частотного тракта на единичный элемент и МСИ . . . 9
1.2. Количественная характеристика МСИ 11
1.3. Оценка снижения помехоустойчивости за счет МСИ 12
1.4. Определение *E*-критерия по спектральным характеристикам видеосигнала 16
1.5. Определение *E*-критерия по спектральным характеристикам радиосигнала 19
1.6. Преобразованные частотные характеристики 21
1.7. Классификация частотных характеристик 25
1.8. Расчеты с использованием преобразованных ЧХ 29
1.9. Оценка точности формулы для МСИ 33

Глава 2
Корректирующие устройства адаптивного корректора сигнала

2.1. Обобщенная структурная схема АКС 35
2.2. Динамическая модель *КУ* 37
2.3. Оптимальная форма ЧХ переключаемых элементов модели *КУ* . 39
2.4. Выбор оптимальных параметров элементов *КУ* 41
2.5. Минимизация МСИ при ортогональных базисных функциях . . . 45
2.6. Минимизация МСИ при неортогональных базисных функциях . . 46
2.7. Требования к *КУ*, применяемым в АКС 47
2.8. Виды *КУ*, применяемых в АКС 48

Глава 3
Анализирующие и управляющие устройства адаптивного корректора сигнала

3.1. Критерий минимума МСИ при известном КУ 62
3.2. Модель канала ТЧ с точки зрения МСИ 64
3.3. Требования к анализирующему устройству 66
3.4. Оценка работы системы выделения когерентного колебания реального приемника 67
3.5. Оценка работы устройства выделения тактового колебания реального приемника 70
3.6. Виды анализирующих устройств 72
3.7. Требования, предъявляемые к *УУ* 82
3.8. Виды интегрирующих и запоминающих устройств *УУ* 83
3.9. Виды регулирующих устройств *УУ* 85

Стр.

Глава 4

Алгоритмы адаптации и процесс сходимости АКС

4.1. Общие положения 88
4.2. Понятия обучения и оптимизации значения критерия 90
4.3. Методы оптимизации 92
4.4. Алгоритм обучения 97
4.5. Процесс сходимости 101
4.6. Определение параметров процесса сходимости при оценке МСИ непосредственно по РЕЭ 103
4.7. Определение параметров процесса сходимости при оценке МСИ по рабочему сигналу 106

Глава 5

Виды адаптивных корректоров сигнала

5.1. Общие положения 109
5.2. Адаптивный корректор на базе набора переключаемых корректирующих звеньев 111
5.3. Адаптивный корректор на базе переключаемых звеньев с двумя анализаторами 114
5.4. Адаптивный корректор видеосигнала с оценкой РЕЭ по рабочему сигналу 116
5.5. Адаптивный корректор радиосигнала с оценкой РЕЭ по рабочему сигналу 118
5.6. Адаптивный корректор с оптимизацией фазовых положений опорных колебаний 122
5.7. Простой адаптивный нелинейный корректор видеосигнала . . . 125
5.8. Адаптивный корректор квадратурного радиосигнала 130
Приложение. Обоснование граничных выражений для вероятности ошибки при совместном воздействии флуктуационной помехи и МСИ . . . 136
Список литературы 139

1 руб. 40 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО СВЯЗЬ